

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局



(43) 国際公開日
2005 年 10 月 6 日 (06.10.2005)

PCT

(10) 国際公開番号
WO 2005/094138 A1

- (51) 国際特許分類⁷: H05H 1/24, 1/46,
C01B 13/11, H01L 21/3065, H01T 23/00
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2004/015362
- (22) 国際出願日: 2004 年 10 月 18 日 (18.10.2004)
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (30) 優先権データ:
特願2004-095248 2004 年 3 月 29 日 (29.03.2004) JP
- (71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): 三菱電機株式会社 (MITSUBISHI DENKI KABUSHIKI KAISHA) [JP/JP]; 〒1008310 東京都千代田区丸の内二丁目 2 番 3 号 Tokyo (JP).

田区丸の内二丁目 2 番 3 号三菱電機株式会社内 Tokyo (JP). 岩田 明彦 (IWATA, Akihiko) [JP/JP]; 〒1008310 東京都千代田区丸の内二丁目 2 番 3 号三菱電機株式会社内 Tokyo (JP). 和田 昇 (WADA, Noboru) [JP/JP]; 〒1008310 東京都千代田区丸の内二丁目 2 番 3 号三菱電機株式会社内 Tokyo (JP). 峯 慎吾 (MINE, Shingo) [JP/JP]; 〒1008310 東京都千代田区丸の内二丁目 2 番 3 号三菱電機株式会社内 Tokyo (JP). 中谷 元 (NAKATANI, Hajime) [JP/JP]; 〒1008310 東京都千代田区丸の内二丁目 2 番 3 号三菱電機株式会社内 Tokyo (JP).

- (74) 代理人: 吉田 茂明, 外 (YOSHIDA, Shigeaki et al.); 〒5400001 大阪府大阪市中央区城見 1 丁目 4 番 7 0 号 住友生命 O B P プラザビル 1 0 階 Osaka (JP).

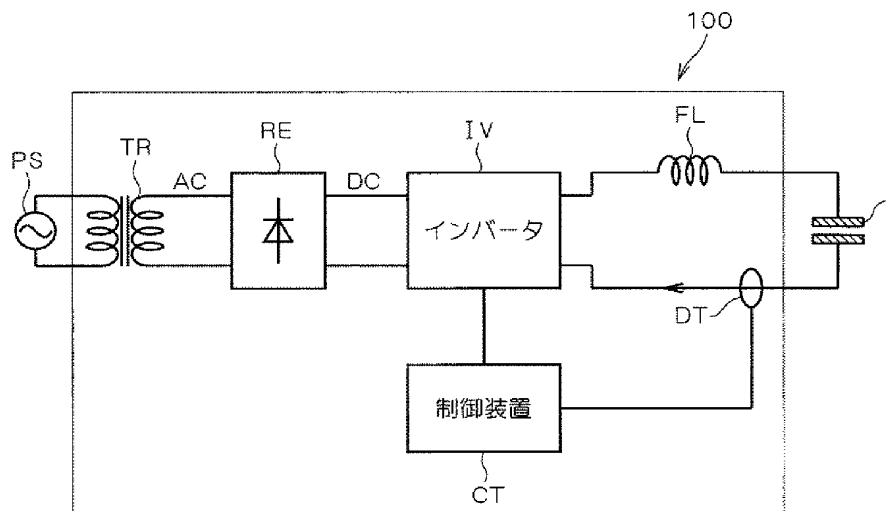
- (72) 発明者; および
(75) 発明者/出願人 (米国についてのみ): 民田 太一郎 (TAMITA, Taichiro) [JP/JP]; 〒1008310 東京都千代

- (81) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM,

[続葉有]

(54) Title: PLASMA GENERATION POWER SUPPLY APPARATUS

(54) 発明の名称: プラズマ発生用電源装置



IV... INVERTER CT... CONTROL DEVICE

(57) **Abstract:** A plasma generation power supply apparatus that can be driven with a condition having as high a power factor as possible during a maximum rating condition and that can be stably operated at any time even when a making power is varied. The plasma generation power supply apparatus comprises a transformer (TR) connected to an AC power supply (PS); a rectifier (RE) connected to the transformer (TR); an inverter (IV) connected to the rectifier (RE); a reactor (FL) series inserted in a power line that supplies a power from the inverter (IV) to an ozonizer (1); and a control device (CT) for controlling the inverter (IV). The control device (CT) causes a current detector (DT) to detect a current flowing into the ozonizer (1), and performs a control such that the making power of the ozonizer (1) is kept constant.

[続葉有]

WO 2005/094138 A1



DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NA, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, YU, ZA, ZM, ZW.

CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE, IT, LU, MC, NL, PL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

添付公開書類:

— 国際調査報告書

(84) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の広域保護が可能): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LS, MW, MZ, NA, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AT, BE, BG,

2文字コード及び他の略語については、定期発行される各PCTガゼットの巻頭に掲載されている「コードと略語のガイダンスノート」を参照。

(57) 要約: 本発明は、最大定格条件ではできるだけ力率の高い条件で駆動を行い、投入電力を変化させた場合でも常に安定に動作させることのできる、プラズマ発生用電源装置を得ることを目的とする。本発明のプラズマ発生用電源装置は、交流電源 (PS) に接続される変圧器 (TR) と、変圧器 (TR) に接続されると整流器 (RE) と、整流器 (RE) に接続されるインバータ (IV) と、インバータ (IV) から電力を供給されるオゾナイザ (1) の電力ラインに直列に介挿されたリアクトル (FL) と、インバータ (IV) を制御する制御装置 (CT) を有している。制御装置 (CT) はオゾナイザ (1) に流入する電流を電流検出器 (DT) で検出して、オゾナイザ 1 の投入電力を一定に保つような制御を行う。

明 細 書

プラズマ発生用電源装置

技術分野

[0001] 本発明はプラズマ発生用電源装置に関し、特に、オゾナイザ、平板型光源、レーザ発振器などに使用するプラズマ発生用電源装置に関する。

背景技術

[0002] 対向して配置された電極の高電位電極を覆うように誘電体を配設し、交流電圧を印加して放電させる方式を、誘電体バリア放電あるいは無声放電と呼ぶ。放電がアークに移行せず、かつ電子温度が高い状態を安定に維持できるので、プラズマによる化学反応を利用する産業応用分野でさまざまに利用されている。

[0003] 特に代表的な用途はオゾナイザつまりオゾン発生器であり、誘電体バリア放電はオゾナイザ放電とも呼ばれる場合がある。その他、同様の放電を利用しているものとして平板型光源、炭酸ガスレーザ、プラズマディスプレイ等を挙げることができる。特に平板型光源の電氣的な動作領域はオゾナイザに最も近い。

[0004] これらのオゾン発生器やレーザ発振器にはプラズマ発生用電源装置が必要である。プラズマ発生用電源装置の一例としては、例えば特許文献1の図12に開示がある。そこには、対向して配置された一对の電極間に誘電体を介して放電空間となるガス領域が構成され、上記放電空間のガスが励起されてプラズマが発生する放電負荷と、放電負荷に対して並列に力率改善用の並列インダクタが接続された構成が開示されている。なお、放電負荷に交流電源から整流器、インバータおよびトランス(変圧器)を介して電力が供給される構成となっている。

[0005] 次に動作について説明する。入力電源の商用の交流電圧は整流器によって直流に変換され、さらにインバータによって所定の周波数の交流電圧に変換される。さらにトランスにより放電開始に到る電圧に昇圧され、放電負荷に高電圧が印加される。この印加された高電圧により放電負荷で放電が発生し、この放電によりガス粒子が励起される。

[0006] ここで、放電電極間に誘電体を挿入した放電負荷、つまり誘電体バリア放電を用い

た負荷の場合、電気的にはコンデンサとして働き、電圧に対して電流の位相が進むことが知られている。このため皮相電力と有効電力との比で表される力率が低く、放電負荷にエネルギーを投入するためには必要以上の電流を流さなければならない。

[0007] 従って、トランスやインバータを構成する素子は、上記の電流値に耐えうる仕様を必要とし、電源装置の大型化および装置コストの増大を招く。

[0008] 一方、並列インダクタは、放電負荷における電流位相の電圧に対する進みを補償するために、位相遅延素子として放電負荷と並列に接続されており、放電負荷での電流位相の進み分と並列インダクタによる電流位相の遅れ分を等しく設定することで、電源装置から供給される電流と電圧の位相が合致し、最も小さな電流で放電負荷に効率的に電力を投入することができる。各素子が理想的な素子であれば、力率は100%となって、共振と呼ばれる状態となる。

[0009] このように、従来のプラズマ発生用電源では、放電負荷と並列に並列インダクタを接続することで力率を改善し、小容量の電源素子を用いて小型で安価な電源装置を構成できるようにしている。

[0010] 特許文献1:特開2001-35693号公報(図12)

[0011] 上述したような誘電体バリア放電を用いた装置の負荷は、負荷が放電しているか放電していないかで負荷の静電容量がダイナミックに変化するという特徴を持つ。このことはこれを駆動するための回路の設計に大きく関係し、上述した特許文献1では、非放電時の静電容量と、放電時の静電容量の間、あるいは動作中の代表的な静電容量によって負荷の静電容量を代表させて回路設計を行っていた。

[0012] しかし、動作中の代表的な静電容量は波形条件に依存して変化し、オゾナイザへの投入電力は電圧波形のピーク値に主に依存している。従って、動作中の代表的な静電容量はオゾナイザへの投入電力にも依存していることになる。これは投入電力を変化させようとした場合に放電負荷と回路との共振条件が変化してしまうことを意味する。

[0013] 特許文献1では、負荷のばらつきによって共振が変化すること、共振点では動作が敏感になるなどの理由を挙げて、共振条件をある範囲内、具体的には非放電時の静電容量と放電時の静電容量との間に設定するという方法が述べられている。これは

確かに有効な手法ではあるが、電源の損失が最大となる最大電力投入時において、力率をできるだけ高くして電源の容量を最小限に抑えたい場合には、不利である。

[0014] また負荷がばらついたり回路定数が若干ずれていたりすることも考えられる。このような場合にも負荷に最も適した駆動を行うことができる保証はない。

[0015] また、仮に放電負荷の静電容量が厳密に一定であったとしても、共振の条件が投入電力に依存している以上、投入電力を調節した場合には必然的に共振条件が変化することになり、同じく最適な駆動条件から外れることになる。

[0016] さらに、最大定格電力時に共振点の近くを用いて力率の高い状態で駆動していた場合、投入電力を低くしていくと、電源あるいは放電の制御が不安定になるという現象が存在するが、この点については従来何らかの対策がなされていないばかりでなく、その物理的な原因についても明確ではなかった。

発明の開示

[0017] 本発明は上記のような課題を解決するためになされたもので、最大定格条件ではできるだけ力率の高い条件で駆動を行い、投入電力を変化させた場合でも常に安定に動作させることのできる、プラズマ発生用電源装置を得ることを目的とする。

[0018] 本発明のプラズマ発生用電源装置の第1の態様は、プラズマを発生させる放電負荷を駆動するプラズマ発生用電源装置であって、前記放電負荷に電力を供給する交流電源と、前記交流電源の交流出力の周波数を制御可能な制御装置と、を備え、前記制御装置は、前記放電負荷への目標投入電力に応じて、前記交流電源の電源周波数を変化させるように制御する。

[0019] 上記プラズマ発生用電源装置によれば、制御装置が、放電負荷への目標投入電力に応じて、交流電源の電源周波数を変化させるように制御するので、最大定格の電力を投入する場合には、交流電源の周波数を負荷の共振周波数の近くに設定して、高力率で駆動することで交流電源の容量を小さくし、投入電力が小さい場合は、より高い周波数に設定することで、放電の安定な制御が可能となる。

[0020] 本発明のプラズマ発生用電源装置の第2の態様は、プラズマを発生させる放電負荷を駆動するプラズマ発生用電源装置であって、前記放電負荷に電力を供給する交流電源と、前記放電負荷を含む前記交流電源の出力側の回路の回路定数を変化

させる可変受動素子と、前記可変受動素子を可変制御する制御装置とを備え、前記制御装置は、前記放電負荷への目標投入電力に応じて前記可変受動素子を可変制御する。

[0021] 上記プラズマ発生用電源装置によれば、制御装置が、放電負荷への目標投入電力に応じて回路定数を変化させる可変受動素子を可変制御するので、放電負荷に対して目標の電力を投入することができる。

[0022] 本発明のプラズマ発生用電源装置の第3の態様は、プラズマを発生させる放電負荷を駆動するプラズマ発生用電源装置であって、前記放電負荷に電力を供給する交流電源と、前記交流電源が出力する交流電圧を共振によって跳ね上げて負荷電圧として前記放電負荷に与える共振手段とを備え、前記交流電源は前記共振手段に電氣的に直接に接続される。

[0023] 上記プラズマ発生用電源装置によれば、交流電源を共振手段に電氣的に直接に接続し、交流電源の出力電圧を共振によって跳ね上げて放電負荷に与えるので、例えばコストの高い高周波変圧器が不要となり、製造コストを低減できる。

[0024] この発明の目的、特徴、局面、および利点は、以下の詳細な説明と添付図面とによって、より明白となる。

図面の簡単な説明

[0025] [図1]本発明に係る実施の形態のプラズマ発生用電源装置の基本構成を説明する図である。

[図2]インバータの電圧波形を示す図である。

[図3]オゾナイザに印加される電圧の変化を示す図である。

[図4]本発明に係る実施の形態のプラズマ発生用電源装置の構成を説明する図である。

[図5]制御装置の制御動作を説明する図である。

[図6]本発明に係る実施の形態の変形例の構成を示す図である。

[図7]本発明に係る実施の形態の変形例の構成を示す図である。

[図8]本発明に係る実施の形態の変形例の構成を示す図である。

[図9]本発明に係る実施の形態の変形例の構成を示す図である。

[図10]オゾナイザの構成を説明する図である。

[図11]オゾナイザのギャップ間隔のばらつきに起因する、放電維持電圧の分布を示す図である。

[図12]放電維持電圧の分布が生じた場合の放電の安定性を説明する図である。

[図13]放電維持電圧の分布が生じた場合の放電の安定性を説明する図である。

[図14]誘電体バリア放電を利用した放電負荷の等価回路を説明する図である。

[図15]インバータの出力波形と放電電力との関係を示す図である。

[図16]安定制御のための放電電力と周波数との関係を説明する図である。

[図17]安定制御領域でのインバータの電流電圧波形のシミュレーション結果を示す図である。

[図18]安定制御領域でのインバータの電流電圧波形のシミュレーション結果を示す図である。

[図19]インバータのフィードバック制御の方法を説明する図である。

[図20]負荷電圧、電源電圧および跳ね上げ率の関係を示す図である。

[図21]電源電圧と跳ね上げ率との関係を示す図である。

[図22]跳ね上げ率の最小値と静電容量との関係を示す図である。

[図23]2段のインバータブロックを有するインバータの構成を説明する図である。

[図24]4段のインバータブロックを有するインバータの構成を説明する図である。

[図25]4段のインバータブロックを有するインバータの出力波形の一例を示す図である。

[図26]インバータの構成を説明する図である。

[図27]インバータの制御方法の一例を説明するタイミングチャートである。

[図28]半導体素子での電力損失を平均化するインバータの制御方法を説明するタイミングチャートである。

[図29]半導体素子での電力損失を平均化するインバータの制御方法を説明するタイミングチャートである。

[図30]半導体素子での電力損失を平均化するインバータの制御方法を説明するタイミングチャートである。

[図31]インバータの構成の一例を示す図である。

[図32]インバータを構成するスイッチング素子の制御方法を説明するタイミングチャートである。

発明を実施するための最良の形態

[0026] <1. 序論>

<1-1. 基本動作>

本発明に係る実施の形態1の電源装置の基本動作を説明するため、まず、単純化された構成のプラズマ発生用電源装置90について図1〜図3を用いて説明する。

[0027] 図1に示すようにプラズマ発生用電源装置90は、電力源となる交流電源PSに接続される変圧器TRと、変圧器TRに接続されると整流器REと、整流器REに接続されるインバータIV(交流電源)と、インバータIVから電力を供給されるオゾナイザ1の電力ラインに直列に介挿されたリアクトルFL(共振手段)とを有している。なお、インバータIVはリアクトルFLに電氣的に直接に接続されている。ここで、インバータIVがリアクトルFLに電氣的に直接に接続されるとは、インバータIVの出力部が変圧器などの磁氣的な伝送手段を介さずに配線等の電氣的な伝送手段を介してリアクトルFLに接続されていることを意味する。

[0028] オゾナイザ1は、対向して配置された一对の電極間に誘電体を介して放電空間となるガス領域が構成され、上記放電空間のガスが励起されてオゾンプラズマを発生する構成となっている。

[0029] プラズマ発生用電源装置90は、交流電源PSから供給される交流電力を、変圧器TRで所望の電圧に調節し、これを整流器REで整流することによって直流電圧源とする。

[0030] 整流器REから供給される直流電圧は、インバータIVで所定の周波数の交流電圧に変換されてリアクトルFLに直接に与えられ、リアクトルFLとオゾナイザ1の静電容量との共振によって、オゾナイザ1の両電極の電圧はインバータ出力よりもはるかに高くなる。

[0031] このような構成を採ることで、インバータIVに入力される電圧を十分に高くし、オゾナイザ1に印加すべき高電圧が、オゾナイザ1の両電極で得ることができる。なお、変

圧器TRを整流器REの前段に設けることで、電源装置全体のコストを下げるができる。

[0032] ここで、フルブリッジのインバータにおける、インバータ出口での電圧波形を図2に示す。図2においてはインバータの母線電圧をVdとして示す。

[0033] インバータでの損失が十分に小さい場合、出力波形は矩形波となり、その電源周波数fと、デューティ、すなわち電源制御率dがインバータの動作を特徴付ける値となる。

[0034] 周波数がfの場合、1周期の時間は $1/f$ で与えられる。誘電体バリア放電は交流駆動なので、特に理由のない限り、正側のパルス幅と負側のパルス幅は等しく制御するので、この場合、片方のパルス幅は $d/f/2$ となる。

[0035] 一般にインバータでは動作中は周波数を一定とし、そのデューティを変化させることで投入電力を制御する。これをパルス幅制御あるいはPWM (Pulse Width Modulation)と呼ぶ。例えば負荷への投入電流を一定に制御する場合、投入電流の値が一定になるように、PWMでデューティを増減させて、フィードバック制御を行う。

[0036] <1-2. 放電の安定性>

次に放電の安定性について説明する。一般に、プラズマ発生用電源装置では、放電負荷に与える電流などをフィードバック制御することで電流あるいは電力を一定に制御している。しかし、これは放電負荷の消費電力が比較的安定に保たれている場合は有効であるが、放電負荷が不安定で、その電力が非常に短い時定数で変化する場合には、フィードバック制御（一般には放電の変化の時定数よりも十分遅い応答性を有する）では、投入電力を一定に保つことができず、投入電力が変動してしまう。この現象は、電力を小さくした場合に顕著である。この原因について説明する。

[0037] ある周波数f1において、デューティを最大に近く、例えば0.8に設定した場合に、回路素子が共振条件に近く設定されており、所定の放電電力が得られていたとする。この場合、この放電電力の条件での放電負荷の平均的な静電容量C_γであり、回路のリアクトル（インダクタンスL）の共振周波数がf0である場合、周波数f1が十分に共振周波数f0に近い、より正確には下記の数式(1)で得られる電源周波数fの値f0よりも、周波数f1の方が若干高い周波数であるとする。

[0038] [数1]

$$L = \frac{1}{C_{\gamma} (2\pi f)^2} \quad \cdots (1)$$

[0039] なお、放電負荷の平均的な静電容量 C_{γ} は以下の数式(2)で表される。

[0040] [数2]

$$C_{\gamma} = C_g \left(1 - \frac{V^*}{V_{Op}} \right) + C_p \quad \cdots (2)$$

[0041] 上記数式(2)において、 V_{Op} は負荷に印加されている電圧のピーク値であり、 V^* は放電維持電圧であり、 C_g は放電負荷を構成する誘電体の静電容量である。

[0042] この条件で、放電領域が変化(消灯)する場合の、オゾナイザ1に印加される電圧の変化を図3に示す。図3においては横軸に放電領域の割合を、縦軸にオゾナイザ1の両電極間の電圧すなわちギャップ間電圧を示し、放電領域の割合は全域点灯の状態を1とし全域消灯の状態を0として表している。

[0043] 図3に示すように、上記条件、すなわち $f=f_1$ 、 $d=0.8$ の曲線S1においては、放電領域の割合が1(全域点灯)より小さくなるにつれて電圧が上昇し、放電領域の割合がある値でピークを迎える。その後は、放電領域の割合が減少するにつれて電圧が低下することが判る。

[0044] 周波数 f_0 では数式(1)が成り立っているので、共振のピークはグラフの右端となるが、上述のように、周波数 f_1 を f_0 よりも若干高い周波数に設定したので、 $d=0.8$ の曲線においてはピークが、放電領域の割合が1と0の間に現れている。

[0045] ここで、放電がオゾナイザ1の全域で点灯している正常状態から、何かの理由で一部が消灯してしまった場合を想定する。これは図3の右端より若干左側の位置に放電領域の割合が変化したことを示す。この場合、 $f=f_1$ 、 $d=0.8$ の曲線では電圧が高くなる。

[0046] これは、放電が一部消えてしまっても、オゾナイザ1に印加されている電圧が上昇し、結果的に非放電部分の電極間に印加されている電圧が上昇するため、消えた部分は再点灯することを意味する。すなわち、放電が一部消えたとしても、回路がこれ

を再点灯させる方向に動作する、つまり負のフィードバックが働くために放電状態は安定に維持され、放電が安定に制御できることを意味する。

- [0047] 次に周波数を f_1 のまま、デューティを小さくすることによって、放電電力を低くした場合を想定する。例えば $f=f_1$ 、 $d=0.6$ にした場合の、放電領域の変化に対するオゾナイザ1の両電極端の電圧の変化は、図3の $f=f_1$ 、 $d=0.6$ の曲線S2のようになる。
- [0048] この曲線S2ではピーク値が存在しない。これは投入電力が変化したために、放電負荷の静電容量 C_γ が小さくなり、結果として共振周波数が周波数 f_1 よりも高くなり、共振ピークが、放電領域の割合1と0の間に現れなくなったためである。
- [0049] 曲線S2の傾向としては、放電領域の割合が1よりも大きくなれば共振ピークが現れそうであるが、放電領域の割合が1よりも右側(放電の割合が1を越える)というのはありえないので、放電負荷の静電容量 C_γ が放電領域の割合が1の場合よりも大きくなっていると言える。
- [0050] 曲線S2についても、放電がオゾナイザ1の全域で点灯している正常状態から、何らかの理由で一部が消灯してしまった場合を想定する。すなわち、図3の右端より若干左側の位置に放電領域の割合が変化した場合、曲線S2に従えば、オゾナイザ1に印加される電圧が低くなる。
- [0051] これは曲線S2が、曲線S1の共振ピークより左側の特性で構成されているためであり、負荷の変動に対して、回路の動作方向が逆方向になっていることを意味し、もし何らかの理由で放電が一部消灯してしまった場合、オゾナイザ1に印加される電圧が低下し、結果としてさらに消灯する領域が多くなるという正のフィードバックがかかることを意味する。
- [0052] この場合、電源側で何の制御も行わなかった場合、放電は連鎖的に消灯し、最終的には全域で消灯してしまうということが予想される。実際には先に述べたように検出電流に基づいたフィードバックによって動的な制御を行っているので、放電が完全に消えることは防止されるが、先に述べた制御の時定数の関係で、安定な制御ができなくなる。
- [0053] 以上のことから、図3において、右端部分の曲線の傾きが正である場合は放電不安定となり、負である場合は安定に制御できると結論することができる。

- [0054] そして、図3における右端部分の曲線の傾きを負にする方策として、周波数を変化させることが考えられる。
- [0055] 以下、一例として周波数 f_1 よりもさらに高い周波数 f_2 を選択した場合を想定する。この周波数 f_2 は、 $f=f_1$ 、 $d=0.6$ の条件で得られる投入電力での放電負荷の静電容量 C_γ に対応する共振周波数よりもさらに高いものとする。
- [0056] この周波数でデューティを変化させて、 $f=f_1$ 、 $d=0.6$ の条件と同等の電力が投入できるデューティを探すと $d=0.4$ となる。
- [0057] この場合の、放電領域の変化に対するオズナイザ1の両電極端の電圧の変化は、図3の $f=f_2$ 、 $d=0.4$ の曲線S3のようになる。
- [0058] 曲線S3においては、放電領域の割合が0から1まで単調に減少しており、放電領域の割合が0よりも小さくなれば共振ピークが現れそうであるが、放電領域の割合が0よりも左側（放電の割合が0未満）というのはありえないので、放電負荷の静電容量 C_γ が放電領域の割合が0の場合よりも小さくなっていると言える。
- [0059] この結果、放電領域の割合が0から1の全域において共振ピークの左側の形状になるため、その傾きは負、つまり、安定に制御できる条件になったことが判る。
- [0060] そこで、電源の周波数として f_2 を選択し、 $f=f_2$ 、 $d=0.4$ の条件から、デューティを大きくする。デューティを大きくすることで、放電負荷の静電容量 C_γ が大きくなり、共振周波数は低くなるので、 f_2 が十分高い周波数であることを考え併せると、デューティを変化させても安定な駆動条件が得られると考えられる。
- [0061] この場合の、放電領域の変化に対するオズナイザ1の両電極端の電圧の変化は、図3の $f=f_2$ 、 $d=0.8$ の曲線S4のようになる。
- [0062] 曲線S4においては、曲線S3と同様に放電領域の割合が0から1まで単調に減少しており、右端での傾きは負となり、安定に制御できる条件であることが判る。しかし、右端での電圧値が、最初の最大定格の条件、つまり $f=f_1$ 、 $d=0.8$ の条件の場合に比較して、かなり低くなっている。これは投入電力が低い、つまり、この周波数では、デューティを最大にしても十分な電力を投入することができないことを意味する。
- [0063] 周波数 f_2 で目標の電力を投入するためには、例えばインバータの母線電圧を高くすることが考えられる。しかしこれはインバータの耐圧や電源容量を大きくすることに

なり、インバータのコストアップをもたらす。

[0064] 以上を総合すると、電源の周波数 f_1 の場合は、最大電力時には、高力率で駆動するのでインバータの電源容量を小さくできるが、電力を低くしていった場合には放電が不安定になる。一方、電源の周波数 f_2 の場合は、電力を変化させても全域で安定な制御が可能であるが、最大電力時の力率が低く、インバータの電源容量が大きくなってコストが高くなるという結論が得られる。

[0065] <2. 装置構成>

上記結論に基づき、発明者らは、全ての電力範囲で安定に、かつインバータ容量が小さくて済む電源装置を開発した。以下、本発明に係る実施の形態1のプラズマ発生用電源装置100の構成について図4を用いて説明する。

[0066] 図4に示すようにプラズマ発生用電源装置100においては、インバータIVを制御する制御装置CTを有し、制御装置CTはオゾナイザ1に流入する電流を電流検出器DTで検出して、オゾナイザ1の投入電力を一定に保つような制御を行う。なお、図1に示したプラズマ発生用電源装置90と同一の構成については同一の符号を付し、重複する説明は省略する。

[0067] 一般にオゾナイザの電力は電流に比例するので、この制御は有効であるが、オゾナイザ以外の負荷を使用する場合や、より正確な制御のためには、流入電流と併せて負荷両端の電圧も測定する構成を採用しても良い。

[0068] <3. 装置動作>

<3-1. 制御動作の概要>

次に、制御装置CTの制御動作の概要について説明する。

[0069] 制御装置CTは、電流検出器DTで検出したオゾナイザ1の流入電流に基づいて、負荷の共振条件に対して最適な周波数およびデューティとなるようにインバータIVを制御する。

[0070] 例えば負荷に投入する目標電力(目標投入電力)に対して、最適な値を得るようにインバータIVの周波数(f)を変化させ、かつ目標投入電力を正確に投入できるように、負荷への電流を測定し、これに応じてデューティを増減させるフィードバック制御を行う。

- [0071] あるいは逆に目標投入電力に対してデューティを固定あるいは範囲制限して、周波数を微調整するなどの制御を行う。
- [0072] このような制御、すなわち負荷への投入電力に合わせて周波数を変化させるような制御を行うことによって、まず最大定格の電力を投入する場合には、インバータの周波数を負荷の共振周波数の近くに設定して、高力率で駆動することでインバータの容量を小さくし、投入電力が小さい場合は、より高い周波数に設定することで、安定な駆動を行うことができる。なお、投入電力が小さい場合は周波数を変化させることで力率を低くするが、投入電力が小さいので、インバータの容量は大きくせずとも済む。
- [0073] <3-2. 制御動作の具体例>
以下、図5を用いて制御装置CTの制御動作の具体例について説明する。
- [0074] 図5は横軸をインバータIVの電源周波数(f)、縦軸を負荷への投入電力とし、周波数を変化させた場合に負荷への投入電力がどのように変化するかを、デューティが最大の場合と50%程度の場合について示したものである。
- [0075] 電源周波数が共振点に近づくと、電圧が跳ね上がり、共振点の近くで最も投入電力が大きくなるが、共振点から外れると電力投入が小さくなる。図5においてはこの傾向が顕著に現れており、電源周波数の変化に伴って電圧の跳ね上げ度合いが変化していることが判る。これは、縦軸を負荷両端の電圧ピーク値とした場合にも同様の傾向が得られる。
- [0076] 図5における投入電力のピーク値に対応する周波数が、そのときの回路の共振周波数である。オゾナイザ1の場合は負荷への投入電力は負荷両端の電圧値ピーク値に依存しているからである。
- [0077] 図5においては、デューティが最大の場合の周波数特性曲線をS11として示し、デューティが50%程度の場合の周波数特性曲線をS12として示しており、デューティが最大の場合の共振の周波数を f_{11} とし、デューティが50%程度の場合の共振の周波数を f_{12} とする。
- [0078] 上述したように、オゾナイザ1の投入電力を小さくした場合、静電容量 C_{γ} が小さくなり、結果として共振周波数が高くなるので、図5の特性曲線S11とS12とを比較した

場合に、電力が小さい曲線S12の共振周波数は曲線S11より高くなっている。

- [0079] 図5においては、デューティが最大の曲線S11に対して、僅かにデューティが小さくなった場合の特性を曲線S21として示し、デューティが50%程度の曲線S12に対して、僅かにデューティが小さくなった場合の特性を曲線S22として示す。
- [0080] 曲線S21およびS22は、それぞれ曲線S11およびS12よりも図に向かって僅かに右側、すなわち僅かに高周波数方向に移動し、それぞれの共振周波数は f_{21} および f_{22} となっていることが判る。
- [0081] ここで、デューティが僅かに小さくなる場合とは、放電が一部消灯した場合に対応し、図3に示した曲線S1、S3およびS4のように、右端での傾きが負となった特性であれば、放電が一部消灯した場合に負荷に印加される電圧が高くなる。
- [0082] 従って、共振周波数 f_{21} では、共振周波数 f_{11} よりも負荷に印加される電圧が高くなり、放電電力が高くなることを意味する。
- [0083] 共振周波数よりも若干高い周波数でインバータIVを動作させていた場合、放電が一部消灯すると、負荷に印加される電圧が高くなるため、放電が再度点灯し、安定に制御ができる。
- [0084] これに対して、共振周波数 f_{11} よりも低い周波数でインバータIVを動作させていた場合、放電が一部消灯すると負荷に印加される電圧が低くなる方向に動き、放電が連鎖的に消灯して不安定な状況になる。
- [0085] 従って、安定な駆動を行うためには、負荷の共振周波数よりも、高い周波数でインバータIVを動作させることが望ましい。
- [0086] これは換言すれば、電源の出力端で、電圧よりも電流が遅れ位相になっていることが望ましいことを意味している。つまり、電源から見た、リアクトルなどを含む負荷全体が、L負荷(インダクタンス的な負荷)になっていることが望ましいことを意味する。
- [0087] 従って、放電を安定に制御するためには、電源出力端から見た負荷が、L負荷であること、すなわち電源出力端における電流が電圧よりも遅れ位相であることが望ましい。
- [0088] 電源出力端で電流が遅れ位相であることが望ましいのは、デューティの大小に関係がなく、デューティが50%程度の場合でも、共振周波数 f_{12} よりも高い周波数 f_{22} で

動作させていれば、放電を安定に制御できることが図5から判る。

[0089] ここで、共振周波数 f_{11} と f_{21} とは、安定に制御できる範囲で、できるだけ近い値であることが望ましい。なぜならば、共振周波数 f_{11} の近傍、より具体的には共振周波数を5%〜10%増した周波数が最も高力率な動作、すなわち、負荷への電力投入効率を高くして、電源の損失を最も少なくできる領域だからである。

[0090] 従って、共振周波数 f_{11} よりも高くし過ぎてしまうと、放電の安定性は向上しても、電源の力率が低くなって、結果的に大きな電源容量の電源が必要となり、電源のコストアップにつながる。電源の容量は、最大定格電力時に消費する電力によって決まるので、少なくとも最大電力定格時にはできるだけ高力率な条件で駆動することが望ましい。

[0091] なお、最大定格の電力を投入する場合以外では、多少、力率を犠牲にしても安定性を向上させる方が良い場合もある。

[0092] <4. 特徴的効果>

以上説明した実施の形態1のプラズマ発生用電源装置100によれば、インバータIの周波数を目標投入電力に合わせて変化させるという制御を行うことによって、高効率な駆動を達成してインバータの電源容量を小型化でき、コスト低減と放電の安定な制御の両立が可能となる。

[0093] また、インバータの周波数を状況に応じて切り替えることを前提としているので、仮にリアクトルを含む回路のインダクタンスの値が変動しても、電流検出器DTで検出したオゾナイザ1の流入電流に基づいて、制御装置CTがインバータIVの周波数を制御することで目標投入電力を達成することができる。

[0094] このことは、高精度なリアクトルを準備せずとも良いことを意味し、リアクトルのコスト、ひいては高精度なリアクトルを得るために要していたコストを引き下げることができる。

[0095] <5. 変形例1>

以上説明した実施の形態1のプラズマ発生用電源装置100では、電流検出器DTで検出したオゾナイザ1の流入電流に基づいて、負荷の共振条件に対して最適な周波数およびデューティとなるように制御装置CTによってインバータIVを制御する構成について示したが、周波数を変えることは、負荷の状態に対応する共振点と駆動

波形との関係を制御することである。従って、周波数を変化させる以外にも、同様な効果を得ることのできる構成が考えられる。

[0096] その1つが、回路定数を変化させる構成であり、図6には、負荷(オゾナイザ1)に対して直列に可変リアクトルVL(可変受動素子)を挿入したプラズマ発生用電源装置100Aの構成を示す。図6に示すように、可変リアクトルVLは制御装置CT1に接続され、そのインダクタンスの値は制御装置CT1によって変更可能な構成となっている。

[0097] このような構成においても、放電負荷への目標投入電力に応じて可変受動素子を可変制御することで、放電負荷に対して目標の電力を投入することができる。

[0098] なお、図4に示したプラズマ発生用電源装置100と同一の構成については同一の符号を付し、重複する説明は省略する。

[0099] このような構成を採ること、インバータの周波数を変化させることができない場合でも回路の共振点を変化させることができ、電源の周波数を変化させる場合と同様の効果を得ることができる。

[0100] <6. 変形例2>

負荷の共振周波数を変化させるために、回路定数を変化させる構成としては、図7に示すプラズマ発生用電源装置100Bのように、オゾナイザ1に対して並列に可変コンデンサVC(可変受動素子)を接続し、そのキャパシタンスの値を制御装置CT2によって変更可能な構成を採用しても良い。

[0101] なお、図4に示したプラズマ発生用電源装置100と同一の構成については同一の符号を付し、重複する説明は省略する。

[0102] なお、変形例1の場合も変形例2の場合も、電源出力端における電流が電圧よりも遅れ位相となるように可変受動素子を可変制御することで、デューティの大小に関係がなく放電を安定に制御できる。

[0103] 既に述べたように、従来の電源制御方式の問題は、オゾナイザ1がその投入電力によって平均的な静電容量 C_Y を変化させることに起因している。従って、この変化を補正するように、すなわち、オゾナイザ1の平均的な静電容量 C_Y と可変コンデンサVCの容量との和が一定になるように、可変コンデンサVCの容量を調整すれば、見かけ上の回路の定数をほぼ一定に保つことができ、安定な放電制御を行うことが可能と

なる。

[0104] <7. 変形例3>

先に説明したように、放電を安定に制御するためには、電源出力端から見た負荷が、L負荷であることが望ましいとしたが、オゾナイザなどの誘電体バリア放電の負荷は容量性負荷(C負荷)であるので、回路には何らかのインダクタンス成分を付加しないと、全体としてL負荷とならない。図4に示したプラズマ発生用電源装置100では、負荷(オゾナイザ1)に直列にリアクトルFLを挿入した構成を有していたが、図8に示すプラズマ発生用電源装置100Cのように、負荷に並列にリアクトルFL1を挿入した構成としても良い。この場合も、プラズマ発生用電源装置100と同様に、インバータIVはリアクトルFL1に電氣的に直接に接続される。なお、図4に示したプラズマ発生用電源装置100と同一の構成については同一の符号を付し、重複する説明は省略する。

[0105] このような構成によっても、共振現象を利用して力率を向上させ、インバータの電源容量を小型化できるという効果を得ることができる。

[0106] なお、プラズマ発生用電源装置100のように直列共振を用いる構成は、負荷の放電のために高い電圧が要求される場合に適しており、直列共振を用いることで、電源の必要電圧を下げてインバータの電源容量を小さくできる効果がある。一方、プラズマ発生用電源装置100Cのように並列共振を用いる構成は、負荷の放電のために大きな電流が要求される場合に適しており、並列共振を用いることで、電源の必要電流を下げてインバータの電源容量を小さくできる効果がある。

[0107] なお、図4に示すプラズマ発生用電源装置100では、インバータIVの出力電圧をそのまま負荷(オゾナイザ1)に与える構成となっており、オゾナイザ1は放電電圧も放電電流も大きい、放電電圧が特に大きい場合には、直列共振を用いて必要な電源電圧を下げることは有効である。

[0108] <8. 変形例4>

以上説明した実施の形態1およびその変形例1〜3では、インバータIVの出力電圧をそのまま負荷(オゾナイザ1)に与える構成となっていたが、図9に示すプラズマ発生用電源装置100Dのように、インバータIVの後段に変圧器TRを配設し、インバー

タIVの出力を昇圧する構成としても良い。この場合、交流電源PSを整流器REに直接に接続する構成を採る。なお、図8に示したプラズマ発生用電源装置100Cと同一の構成については同一の符号を付し、重複する説明は省略する。

[0109] オゾナイザは一般に高い放電電圧を必要とするので、通常の交流電源PSの電圧を直接整流した場合には、何らかの方法で昇圧する必要がある。従って、プラズマ発生用電源装置100Dのように、インバータIVの出力を変圧器TRで昇圧する構成を採る場合もある。

[0110] なお、プラズマ発生用電源装置100Dでは、負荷に並列にリアクトルFL1を挿入した構成を示したが、負荷に直列にリアクトルを挿入しても良く、また、変圧器TRにおいて発生する漏れインダクタンスや励磁インダクタンスを、リアクトルの代わりに使用しても良い。また、配線などの構造に起因するインダクタンスを利用しても良い。

[0111] <9. 変形例5>

以上説明した実施の形態1およびその変形例1〜4では、電源としてインバータを使用する構成について説明した。インバータは、投入電力をPWMで容易に変化できただけでなく、周波数も同時に変化させることが技術的に容易であり、本発明のように、電力に応じて周波数を変化させる目的には非常に適している。

[0112] しかし、電源はインバータに限定されるものではなく、周波数一定の電源を使用する場合であっても、変形例1および2において説明したように、回路定数を変化させることで負荷の共振周波数を変化させる構成を採れば、電源の周波数を変化させる場合と同様の効果を得ることができる。

[0113] また、インバータや周波数一定の電源の代わりに、例えばモータと機械的な機構（可変速ギアなど）を利用した周波数可変の電源を使用しても良い。

[0114] 例えば、60Hzの商用周波数を別の周波数に変換する構成としては、当該商用周波数でモータを回転させ、ギアやベルトなどで構成される変速機構によって回転数を変えて発電器を回転させることで、当該発電器の発電周波数を60Hzとは異なったものにすることができる。

[0115] <10. 放電特性のばらつきの抑制効果>

オゾナイザのような放電負荷において、留意すべき現象として放電特性のばらつき

がある。これまでの議論では、放電特性のばらつきについては特に考慮しなかったが、そもそも「何かの理由で放電が一部が消灯する」という議論は、放電の特性にばらつきがあり、放電しにくい部分が消灯するという状況を前提にしている。

[0116] そこで、以下においては放電特性がばらつく理由について検証し、本発明が放電特性がばらつく場合でも有効であることを説明する。

[0117] まず、図10に示す円筒形のオゾナイザを例に採って放電特性のばらつきについて説明する。

[0118] 図10に示すオゾナイザOZは、内管GEとして内部に金属メッキを施したガラス管を、外管MEとして金属の円筒を用いており、円筒多管型と呼称される。両者は図示しないスペーサなどによって均一な間隔で保持されるが、機械的な精度の関係で両者の間隔にはばらつきが生じている。

[0119] 図10では、内管GEが若干斜めになった状態を想定しており、この場合は内管GEと外管MEとの間隔が広い部分と狭い部分が生じる。

[0120] 電極の間隔、すなわち放電ギャップは、放電の電圧、例えば放電維持電圧 V^* に影響する。特に、近年は比較的狭いギャップ長(0.4mmなど)が主流になっており、このような狭ギャップの場合は特にギャップ間隔のばらつきが大きな影響を与える。

[0121] なお、図10においては、ギャップ間隔に、最大値MXV、中央値CVおよび最小値MNVの3種類が存在するものと想定している。このようにギャップ間隔にばらつきが生じると、同じ放電電圧(厳密には放電開始電圧)を与えても、放電が発生する領域と発生しない領域とが存在することになる。このうち、放電が発生し、維持している領域が、図3で示す放電領域であり、全領域に対する割合が放電領域の割合となる。

[0122] 次に、ギャップ間隔のばらつきによって、放電維持電圧に分布が生じている状況を図11に示す。図11においては、横軸に放電維持電圧を、縦軸に放電領域の割合を示す。

[0123] ここで、放電維持電圧は放電開始電圧よりも低い電圧である。すなわち、放電開始電圧の印加により一旦放電が発生すると、電圧を下げてでも放電は維持する。この放電維持に必要な電圧が放電維持電圧である。

[0124] 図11においては、ギャップ間隔のばらつきが少ない場合の分布を分布曲線S31と

して示し、ばらつきが多い場合の分布を分布曲線S32として示す。

- [0125] 分布曲線S31は分布幅が狭く、ピークが高くなっており、分布曲線S32は分布幅が広く、ピークが低くなっている。これは、ギャップ間隔のばらつきの少ない場合は、ある放電維持電圧を中心として狭い電圧範囲で放電が維持するが、ばらつきが大きくなると、放電維持電圧の分布範囲が広くなることを表している。
- [0126] このような放電維持電圧の分布が生じた場合に、放電の安定性がどのようになるかについて図12および図13を用いて説明する。
- [0127] 図12および図13では、横軸に放電維持電圧およびギャップ間に印加されている電圧(印加電圧のギャップ間分圧)を、縦軸に放電領域の割合を示す。
- [0128] 図12および図13においては、それぞれ実線で示される特性曲線S41およびS51と、破線で示される特性曲線S42およびS52が示されており、特性曲線S41およびS51が放電維持電圧分布の積分曲線であり、放電のばらつきを示し、特性曲線S42およびS52が回路の特性を示している。
- [0129] 特性曲線S42およびS52は、図3を用いて説明した放電領域が変化する場合は、印加電圧の変化特性を縦軸と横軸を入れ替えて表したものに相当しており、図12および図13の上端が、放電領域の割合が100%、つまり図3の右端に対応する。
- [0130] そして、図12における特性曲線S42は、図3において示した $f=f_1$ 、 $d=0.6$ のような場合、すなわち、そのときの投入電力に対応した共振周波数よりも低い周波数でインバータが動作している場合の放電領域の割合の分布を表し、回路が安定なL負荷ではなくC負荷となって、放電の制御が不安定な場合を示している。
- [0131] 一方、図13における特性曲線S52は、図3において示した $f=f_2$ 、 $d=0.4$ のような場合、すなわち、そのときの投入電力に対応した共振周波数よりも高い周波数でインバータが動作している場合の放電領域の割合の分布を表し、回路が安定なL負荷となって、放電の制御が安定している場合を示している。
- [0132] 図12に示される特性曲線S41およびS42において、両者の交点を動作点とした場合、放電領域の割合が減少すると曲線S42の傾きから、ギャップ間電圧は低くなることが判る。ギャップ間電圧が減少することは、放電維持電圧の減少を意味し、曲線S41から、放電領域の割合が減少することが判る。放電領域の割合が減少すれば、ギャ

ップ間電圧が減少すると言ったように、放電領域の減少、ギャップ間電圧の減少が交互に発生し、最終的には、放電が全領域で消灯、すなわち立ち消えに到る。

[0133] 一方、図13に示される特性曲線S51およびS52においては、放電領域の割合が減少すると曲線S52の傾きから、ギャップ間電圧が高くなることが判る。これは、一旦放電が消えても再点灯することを意味し、放電領域の減少が抑制されることになる。

[0134] このように、図12に示されるC負荷の状態は不安定な状態であることを表し、図13に示されるL負荷の状態は安定な状態であることを表すとともに、インバータの周波数を目標投入電力に合わせて変化させる制御を行う本発明のプラズマ発生用電源装置が、放電の安定制御に重要な役割を果たしているということを意味する。

[0135] なお、図12および図13では、動作点である交点は一番上に位置しているわけではない。これは、放電割合100%ではなく、放電が若干消灯していることを意味し、ギャップの一部に極端に広い部分(図10におけるMXVのような)があり、非常に放電しにくくなっていることを意味する。このような状況でも、本発明を用いれば、安定な制御を行うことが可能である。

[0136] また、投入電力が低下すると、ギャップ間に印加される電圧が低くなるので、放電維持電圧の分布が問題になることが多く、本発明は電力が低くなった場合に特に有効であると言える。

[0137] <11. 安定制御の具体例>

これまで、目標投入電力値に対して周波数を制御することで放電負荷を安定に制御することについて説明してきたが、以下、放電電力と周波数の関係について具体的に説明する。

[0138] <11-1. 周波数とデューティの変化範囲>

まず、周波数とデューティの変化範囲について説明する。

[0139] 図14は、オゾナイザや平板光源に代表される、低周波で駆動される誘電体バリア放電を利用した放電負荷の等価回路を説明する図である。

[0140] 図14に示すように、放電負荷は電極間に介在する誘電体の静電容量 C_g (その容量値は C_g として表す)と、ガス領域の静電容量 C_a (その容量値は C_a として表す)とを有している。また、放電負荷には、負荷の構造などに起因して存在する浮遊の静電

容量 C_p (その容量値は C_p として表す)も有している。

[0141] 一般的にオゾナイザではこの C_p の値は十分に小さく無視できるが、例えば面放電型プラズマディスプレイパネルでは大きな値となる。

[0142] また、図14においては、プラズマの発生・消滅によって非線形性を有するプラズマ負荷を等価的に示すために、対向して配置したツェナーダイオード D_z を静電容量 C_a に並列に配置している。

[0143] オゾナイザに代表される低周波の誘電体バリア放電では、放電への投入電力 P_{oz} は、下記の数式(3)で表される。

[0144] [数3]

$$P_{oz} = 4 C_g V^* f \left(V_{Op} - \left(1 + \frac{C_a}{C_g} \right) V^* \right) \quad \dots (3)$$

[0145] この数式(3)においては、印加電圧のピーク値 V_{Op} 、周波数 f および投入電力 P_{oz} の関係を表している。

[0146] 一方、先に説明した数式(1)は回路に存在する静電容量とインダクタンス、および共振周波数の関係を示している。

[0147] ここで、インダクタンスは負荷に直列あるいは並列に設けられているリアクトルの値であり、静電容量は負荷の平均的な静電容量 C_γ である。 C_γ は数式(2)で表されており印加電圧のピーク値 V_{Op} に依存する。

[0148] 従って、数式(1)、(2)および(3)から V_{Op} および C_γ を消去すれば、周波数 f_0 で共振点となるような、投入電力 P_{oz} を求めることができる。これが数式(4)で表される。

[0149] [数4]

$$P_{oz} = 4 C_g (V^*)^2 f \left(\frac{C_g}{C_g + C_p - \frac{1}{L (2\pi f)^2}} - \left(1 + \frac{C_a}{C_g} \right) \right) \quad \dots (4)$$

[0150] なお、上記数式(4)では、電源周波数と共振周波数とが一致($f = f_0$)した条件で表している。

[0151] この数式(4)は、ある目標投入電力 P_{oz} に対して、その電力での回路の共振周波数を求める式でもある。これまでの議論から、安定に制御を行うためには、この共振周波数よりも高い周波数でインバータを駆動させることが望ましい。

[0152] 換言すれば、放電負荷を安定に制御するには、数式(4)から導かれる共振周波数よりも高い周波数でインバータを駆動させるという基準を得ることができる。

[0153] 数式(4)から導かれる共振周波数は、いわば電源周波数の下限値であり、以下、電源周波数の上限値について述べる。

[0154] 数式(4)から、電力がゼロの場合の共振周波数が判る。これはすなわち、非放電時の静電容量 C_{β} の共振周波数である。つまり、このときの共振周波数 f_{max} は以下の数式(5)で表される。

[0155] [数5]

$$f_{max} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{\beta}}} \quad \cdots (5)$$

[0156] 回路の共振周波数は f_{max} よりも大きくなることはなく、電源周波数についても、その最大値として f_{max} に近い値を設定することが妥当である。

[0157] 次に、図1を用いて説明したプラズマ発生用電源装置90について、インバータIVの出力波形と放電電力との関係を回路シミュレータを用いて計算した結果を図15に示す。

[0158] 図15においては、横軸に放電電力(単位kW)を、縦軸に周波数(単位Hz)を示し、インバータIVのデューティを一定として、周波数を変化させた場合の放電電力の変化特性を、複数のデューティについて表している。具体的には、 $d=0.3$ 、 $d=0.5$ 、 $d=0.6$ 、 $d=0.8$ 、 $d=0.95$ の場合の特性を表している。

[0159] なお、図15は、図5に示した投入電力の周波数特性の縦軸と横軸を入れ替えて表したものに相当している。

[0160] 図15から、デューティを小さくすると、共振周波数が高くなって行くことが判る。この放電電力の周波数特性の頂点を結んだ線が、ある境界線を形成する。この境界線が数式(4)で表される曲線S61に相当する。

- [0161] なお、曲線S61と各変化特性の頂点を結んだ線は必ずしも一致していない。この理由の1つは、回路シミュレータではデューティ一定で計算しているのに対して、数式(4)は放電電力一定の条件で導き出されたものだからである。何れにせよ、この曲線S61よりも高い周波数領域が、安定に放電を制御できる領域となる。
- [0162] また、電源周波数の上限は数式(5)で規定されるが、図15においては直線S62として示されている。
- [0163] なお、放電電力の上限は各周波数によって異なるが、デューティを最大限に大きくした場合の、放電電力の周波数特性の曲線が、各周波数での放電電力の上限を示している。従って、所望の放電電力を得るための周波数の可変範囲は、図15において薄いハッチングを施した第1領域R1として明示する。
- [0164] なお、周波数の下限値である数式(4)であるが、まず数式(4)とデューティ一定制御時の回路シミュレータによる計算結果が若干異なること、また実際の電源では何らかの電力一定制御が行われていることが多く、その場合には多少放電が不安定であっても十分に安定に制御できることが判っている。
- [0165] このため、数式(4)で表される曲線S61を安定制御領域の下限值とするには、少し条件が厳しすぎる。実際のオゾナイザの動作や幾つかのシミュレーション結果に基づいて考察した結果、数式(4)から導かれる周波数よりも、1割程度低い周波数でも、安定に放電を持続できるものと考えられる。このことを考慮すれば、安定制御領域は第1領域R1の他に、濃いハッチングを施した第2領域R2とで構成されることになり、安定制御領域を拡張することができる。
- [0166] 一方、周波数の上限を表す数式(5)については、これよりも高い周波数で動作させる必要がないだけであって、これを越えることで問題が発生するわけではない。しかし、力率が低下することが予想されるとともに、周波数の可変範囲をあまりに大きくすることは、インバータや回路の設計上、望ましくはないので、目安として規定するものである。
- [0167] 以上説明した、領域R1およびR2で構成される安定制御領域内を通るように周波数および放電電力を選択すれば基本的には安定な制御を行うことができる。
- [0168] <11-2. 最適な安定制御のための放電電力と周波数との関係>

次に、上述した安定制御領域内で、特定の放電電力値に対して、どのような周波数を選ぶことで最適な安定制御ができるかについて図16、図17および図18を用いて説明する。

[0169] 図16は、図15と基本的に同じ図であるが、ハッチング等は省略している。図16において、最大定格電力 P_{oz0} を規定する。この値は、デューティが最大値に近い $d=0.95$ の場合であって、周波数を最大電力（共振点）の周波数よりも若干高めに設定した場合の電力ということになる。

[0170] 図15を用いて説明したように、領域R1およびR2内を通るように周波数および放電電力を選択すれば基本的には安定な制御を行うことができるが、同じ安定制御領域内でも、経路によって若干の差異がある。

[0171] 結論を先に述べれば、図16において太線で示す曲線S60に沿って周波数および放電電力を選択することが、安定制御にとって最も有効である。

[0172] 曲線S60は、安定制御領域の上部端縁にほぼ一致し、最大定格電力 P_{oz0} に対応する曲線S61上の点を始点とし、デューティ一定（ここでは $d=0.8$ ）の特性曲線に沿って、目標放電電力の減少とともに周波数が高くなり、周波数が最大設定周波数 f_{max} に達した点（この点での電力を P_{oz1} とする）以降は、周波数が f_{max} 一定となる曲線である。なお、周波数が f_{max} 一定となった場合はデューティで、すなわちPWM制御で電力を調節する。

[0173] なお、デューティ一定とは、デューティを全く変化させないのではなく、個々のポイントでの電力一定制御のためにはデューティを微妙に調節してPWM制御を行うことを意味する。電力の微調節にはPWM制御を行うことがインバータでは一般的である。

[0174] 次に、曲線S60に沿った経路が安定制御にとって有利である理由について説明する。安定制御領域の上部端縁にほぼ一致する曲線S60に沿った経路を選ぶことは、共振周波数から最も遠く、かつ力率が最も悪くなる方向であるが、このような経路を通ることで、放電の安定性が最も高くなる。

[0175] 一方、電源の効率についても、電源の力率は低下するが、インバータのスイッチングとその損失を計算したところ、インバータでの損失は必ずしも大きくならない。むしろ

ろ、安定制御領域の上部端縁を通る方が、他の経路を通るよりもインバータでのスイッチング損失は小さくなることが判った。

[0176] これは特に、導通損失(ON損失)よりもスイッチング損失が支配的であるような半導体素子あるいはON損失よりもスイッチング損失が支配的となるように半導体素子を動作させる周波数の場合に於てはまる。以下、図17および図18を用いてこの理由を説明する。

[0177] 図17および図18では、図15に示される安定制御領域の内部で、約180kWの出力が得られる2つの点、すなわちデューティ $d=0.8$ の特性における周波数2600Hzでの点と、デューティ $d=0.5$ の特性における周波数2300Hzでの点について、インバータIVの電流電圧波形を回路シミュレーションによって求めたものである。

[0178] 図17および図18の電流電圧波形はインバータ出力端のものであり、何れも電圧はほぼ完全な矩形波になっている。なお、両図の縦軸は電流(単位A)および電圧(任意単位)を示し、横軸は時間(単位msec)を示し、電圧の最大最小値はインバータの母線電圧に等しい。

[0179] 図17の波形を示す点は、図16における曲線S60上の点であり、図18の波形を示す点は、曲線S60上から外れた点である。両者を比較すると、まず、図18の方が電流と電圧の位相が近い、つまり、力率が1に近いことが判る。

[0180] 一方、図17では電圧に対して電流がかなり遅れており、遅れ位相、あるいはL負荷であることが判る。これはつまり、図18の方が力率が高く、図17の方が安定性が高いことを意味している。

[0181] ここで、力率の違いは、必ずしもインバータの電力の半導体素子での損失の大小に等しくないという点である。前述のように、このような高周波スイッチングの場合、半導体素子のON損失ではなく、スイッチング損失が問題になる。

[0182] すなわち、スイッチング損失はスイッチングのタイミングでの電流値で決まる。図17の場合、電圧が正に立ち上がった時点では電流は負の値のままである。電流は負の値とは、スイッチング素子に併設された環流用のダイオードを經由して電流が流れているということであり、スイッチング素子とは無関係、つまり、スイッチング損失は発生していないということの意味する。

- [0183] 一方、図18では電圧が正に立ち上がった時点では電流は正の値、しかもかなり大きな値となっており、スイッチング素子に電流が流れ、スイッチング損失が発生している。
- [0184] 従って、図17の場合はスイッチング損失は小さく、図18の場合はスイッチング損失が大きくなる。
- [0185] 結論として、図18の電流電圧波形では図17に比べてデューティが小さく、このため電流と電圧の位相が近くなって力率は高いが、その結果としてスイッチング時の電流が大きくなって、スイッチング損失が大きくなっていると言える。
- [0186] このように、曲線S60に沿った経路を選択することで力率は低下するものの、インバータでのスイッチング損失は抑制できるので、放電の安定性が高く、かつスイッチング損失を小さくすることができる。
- [0187] なお、一定にすべきデューティは、図17では0.8としたが、設定可能なデューティの最大値よりも少し小さい値、より具体的にはデューティの最大値の8割から9割の値が望ましい。
- [0188] すなわち、各投入電力に対して周波数を決定し、その周波数で運転するが、運転が始まるとどうしても電力一定制御を行う必要があるので、デューティを増減する必要がある。従って、デューティをさらに大きくできるように余裕を持った値を選択することが望ましい。
- [0189] また、周波数を f_{max} 以上にせず、電力 P_{oz1} 以下では周波数 f_{max} を用いるのは、不必要に周波数を高くしないためである。すなわち、デューティを例えば0.8に固定して、周波数を高くしていった場合、電力がゼロになるのは理論的には周波数無限大である。従って、電力をゼロ近傍まで変化させたい場合は、ある一定電力以下は一定周波数でPWM制御して電力調節することが適当である。そしてこの一定の周波数は、数式(5)の f_{max} の値から f_{max} の8割程度の値までの範囲から選択すれば良い。
- [0190] すなわち、実際には、 f_{max} ほど高い周波数で使用せずとも、それよりも1〜2割低い周波数でも実用上、十分に安定に制御可能である。この場合、低出力時には、図15で示される第2領域R2に入ることになるが、実際の運転では実用的に十分に安定

に制御できた。

[0191] <11-3. 周波数およびデューティの具体的な設定>

以下、周波数およびデューティの具体的な設定方法および微調節の方法について説明する。

[0192] まず目標投入電力を決め、次に、図15および図16を用いて説明した安定制御領域に従って、どのような範囲の周波数を用いれば安定な制御が可能かを判断する。

[0193] そして、図17および図18を用いて説明したように、安定制御領域の中でも、デューティが最大値に近い値で、周波数最大となる条件を選んだ場合に、安定かつスイッチング損失が最も抑えられるので、この事実を考慮して、周波数およびデューティを決定する。

[0194] ただし、実際の運転では、負荷がさまざまな要因で変動し、これに対応して投入電力を一定に保つために、放電負荷の動作状態を検出し、検出結果に基づいてフィードバック制御を行うことになる。このフィードバック制御の方法には幾つか方法が考えられ、その一例について図19を用いて説明する。

[0195] 図19は、図15と基本的に同じ図であるが、ハッチング等は省略している。図19においては、デューティ $d=0.8$ の特性上の目標投入電力に対応する1点を例に採っており、当該点から選択しうる複数の制御方法を示している。

[0196] <11-3-1. 周波数一定制御>

図19において、矢印A1で示される方向は、周波数一定で制御する方法を意味している。

[0197] すなわち、まず、目標投入電力に対して、安定制御領域の中でデューティを最大値よりも若干小さめに設定する。図19の例ではデューティ $d=0.8$ に設定し、目標投入電力に対応する周波数を決めて、インバータをこの周波数で運転し始める。

[0198] そして、図4を用いて説明したように負荷への流入電流あるいは投入電力を測定し、電力が一定になるようにフィードバック制御を行う場合は、周波数を最初に決めた周波数から変化させずに、デューティを微調節して電力を調節すると言えるのが周波数一定での制御である。

[0199] この方法は電力の微調節にPWMという一般的なインバータの制御方法を用いるこ

とができるという利点がある。

[0200] <11-3-2. デューティ一定制御>

図19において、矢印A2で示される方向は、デューティを一定に保ちつつ、周波数を変化させて制御する方法を意味している。

[0201] すなわち、まず、目標投入電力に対して、安定制御領域の中でデューティを設定する。図19の例ではデューティ $d=0.8$ に設定し、目標投入電力に対応する周波数を決めて、インバータをこの周波数で運転し始める。

[0202] そして、この周波数を出発点として、周波数を微調節することで、電力をフィードバック制御する。もし、図16に示した曲線S60に沿って周波数を微調節するのであれば、デューティをできるだけ大きな値に設定する。

[0203] 図4を用いて説明したプラズマ発生用電源装置100では、制御回路CTを用いてインバータIVの周波数を微調節する構成を開示したが、この場合、制御回路CTに、例えば位相制御回路(PHL:Phase Locked Loop)などを用いれば、マッチング状態を動的に制御することができ、負荷の状態によらず最適な制御が可能となる。

[0204] このような方法は、投入電力が小さく、負荷の静電容量がばらつきやすい、予想値から外れやすい領域で有効である。

[0205] 同時に、例えば投入電力が最大値に近い場合、できるだけ回路の共振点に近い周波数で負荷に高い電圧を印加する必要があるが、もし負荷の静電容量が変化した場合、マッチングが僅かにずれても、負荷に印加される電圧は大きく変化することになり、目標投入電力を投入できなくなってしまう。このような場合は、僅かに周波数を制御するだけでマッチングを回復することができるので、周波数を変化させて制御する方法が有効である。

[0206] なお、先に、周波数 f_{max} 以上の周波数は用いないとして説明したが、上記で説明したように、周波数の微調節の範囲であれば、周波数 f_{max} を超えても問題ない。

[0207] もちろん、周波数 f_{max} を越える場合と以下の場合とで、あるいは目標投入電力以上の場合と未満の場合とで制御方法を変更し、例えば目標投入電力以上ではデューティ固定の周波数制御、目標投入電力未満では、周波数固定のデューティ制御のように制御方法を切り替えても良い。

[0208] デューティ固定で周波数を制御する方法では、デューティを一定に保つため、最初に設定するデューティを最大値(例えば $d=0.95$)に設定することができるので、投入電力を大きくできる、また、電力投入能力に余裕ができるという利点も有している。

[0209] <11-3-3. デューティおよび周波数制御>

図19において、矢印A3で示される方向は、デューティと周波数とを同時に制御する方法を意味している。

[0210] この方法は、例えば力率を一定に保ちたいなどの要求がある場合に有効な方法であるが、一方を変化させたときに他方を同時に、どのように変化させるかについては、デューティ、周波数および目標投入電力の3つの要素の関係についての情報を有したマップやテーブル等を予め準備しておき、その情報に基づいてインバータを制御すれば良い。

[0211] <12. 電圧の跳ね上げについて>

図1および図4を用いてそれぞれ説明したプラズマ発生用電源装置90および100においては、幾つかの重要な要素が存在する。

[0212] 特許文献1の図12において示されているプラズマ発生用電源装置では、インバータとオゾナイザの間に変圧器(トランス)が設けられている。

[0213] より具体的には、交流電源PSから電圧200Vあるいは400Vの交流電流を商用周波数で受電した後、整流器を経て直流に変換し、これがインバータに供給される構成となっている。従ってインバータの母線電圧は数百Vであり、インバータの出力からは、電圧数百Vの交流波形が得られることになる。

[0214] オゾナイザを動作させるには、数kVの電圧が必要なので、インバータの出力電圧を昇圧するために、インバータとオゾナイザとの間には昇圧トランスが設けられ、インバータから出力された数百Vの電圧をオゾナイザに必要な数kVの交流電圧に変換する。

[0215] このような構成を採用しているのは、オゾナイザに印加する電圧が、一般に数kV以上と非常に高いため、インバータでは、これほどのピーク値を持つ電圧波形を直接生成することが困難であるためである。従って、最初は低い電圧でインバータ駆動しておいて、これを変圧器を用いて昇圧する方法を採っていた。

- [0216] さらに言うと、オゾナイザは一般に大気圧以上の空気あるいは酸素中で誘電体バリア放電を生じさせる。そのギャップ長も機械的な精度の問題であり短くすることはできず、0.1mm以上、一般的には0.4mm程度である。さらに誘電体を介した放電であるので外部から印加する電圧は数kVなどの高電圧にならざるを得ない。このような高周波高電圧は、通常のインバータでは直接生成できず、昇圧のためのトランスが必要であった。
- [0217] これに対して、例えば図1および図4に示すプラズマ発生用電源装置90および100では、インバータIVとオゾナイザ1の間には変圧器を設けず、インバータIVの出力電圧はリアクトルFLに直接に与えられる構成となっている。
- [0218] 代わりに、例えば、電圧200Vあるいは400Vの商用周波数の交流電流を、まず変圧器TRによって昇圧し、その後、整流器REによって直流電流に変換する構成を採用している。
- [0219] この段階で、例えば2kV程度の直流電圧を得ることができ、これをkVクラスの耐圧を有するインバータによってスイッチングすることで、インバータの出力として、例えばピーク値2kV程度の交流電圧波形が得られる。
- [0220] この交流電圧がオゾナイザ1に直列に接続されたリアクトルFLを介して、オゾナイザ1の両電極に印加される。リアクトルFLとオゾナイザの静電容量との共振によって、オゾナイザ1の両電極の電圧はインバータ出力よりもはるかに高くなり、例えば8kV程度の高電圧がオゾナイザ1の両電極に印加される。
- [0221] 図1および図4に示すプラズマ発生用電源装置90および100のような構成が可能になったのは、1kV以上の電圧を直接スイッチング可能な高耐圧スイッチング素子を用いたインバータにより、数kV以上のピーク値を持つ電圧波形を直接生成可能となったことと、オゾナイザ1(放電負荷)に直列に配設されたリアクトルFLと放電負荷との共振現象を用いて、オゾナイザ1の両電極に印加する電圧を跳ね上げていることの2点による。
- [0222] ここで、プラズマ発生用電源装置90および100のような構成がどのような点で有利であるかについて説明する。
- [0223] 特許文献1に示されるような従来の方式において、インバータとオゾナイザとの間に

挿入されていた昇圧トランスは、その昇圧比および耐圧が高く、一般に寸法的にも非常に大きく、コストも高かった。このトランスが不要となることで、電源装置全体の大幅な小型化あるいは設置面積の縮小が可能になり、同時にコストも下げることが可能になる。

- [0224] プラズマ発生用電源装置90および100では、整流器REの前段に変圧器TRを設けることになるが、この変圧器TRには商用周波数用のものを使用し、その昇圧比および耐圧も低いので、コストは比較的低くて済む。
- [0225] また、放電負荷に対して変圧器が並列に接続されている場合、放電負荷から見て常に並列に変圧器の励磁インダクタンスが存在することになる。すなわち、このような構成では、どうしても並列共振の効果が入り、理想的な直列共振によって電圧を跳ね上げることができないが、プラズマ発生用電源装置90および100のように、放電負荷に対して変圧器が並列に接続されていない構成では、励磁インダクタンスの影響が存在しないので、より理想的な直列共振が実現できる。
- [0226] なお、以上の説明においては、交流電源PSは、電圧200Vあるいは400Vの商用電源を使用することを前提として説明したが、大規模な工場プラントなどでは、1kV以上の電圧を送電線より直接受電することも可能であり、この場合は受電した高電圧に基づいてインバータの母線電圧を生成するという方法も可能である。この場合は、整流器REの前段の変圧器も不要となる。
- [0227] 次に高圧インバータに用いられる高耐圧スイッチング素子について説明する。
- 一般に、高電圧のスイッチングには、IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) が有利であるとされる。IGBTの特長として、IGBTのON電圧は、IGBTに印加されている電圧によらず一定である、という点が挙げられる。これは、高電圧のスイッチングを行う場合に、IGBTにかかっている電圧差すなわちIGBTでの電圧降下が少ないことを意味している。
- [0228] これは見かけ上、インバータの内部抵抗が小さくなることと等価である。この結果、インバータでの抵抗損失が少なくなるが、インバータと共振回路とを組み合わせられる本発明においては、この特長が特に重要になる。すなわち、共振の鋭さ、共振の電圧の跳ね上げ率は、回路の抵抗成分に大きく依存する。このため、インバータでの抵抗

損失が少ないと、共振がより鋭くなる、という特徴がある。言い換えれば、IGBTを用いた高圧インバータは、共振による昇圧回路に適していると言える。

[0229] オゾナイザは構造上、片側の電極が接地されて用いられることが多く、インバータの電位は出力波形に従って変動している。このため、インバータと受電部との間には何らかの絶縁手段が必要となる。

[0230] 例えば、図1および図4に示すプラズマ発生用電源装置90および100においては、受電部と整流器REとの間に変圧器TRを設けているが、この変圧器TRに1次側と2次側とが電氣的に絶縁された絶縁トランスを用いることで、上述した絶縁手段としての役割を果たす。従って、図1および図4のような構成は、この点においても有利な構成と言える。

[0231] 一般にオゾナイザは数kHzの高周波で運転されるので、オゾナイザ駆動のためのインバータは数kHzの高周波でスイッチングしているが、特許文献1に示されるような従来の構成では、受電部とインバータとの間には整流器があるだけなので、インバータの出す高周波ノイズが受電部を経て、電力系統に漏れる可能性がある。従って、これを防止するために、さまざまなフィルタなどを設けるが、これは結果的にコスト増加の原因となる。

[0232] 一方、図1および図4に示すプラズマ発生用電源装置90および100においては、インバータIVと受電部との間には、整流器REの他に変圧器TRが設けられている。しかも先に説明したように、変圧器TRは1次側と2次側とが電氣的に絶縁されている。このため、インバータIVの出す高周波ノイズが受電部側に伝わりにくい構成となっている。言うなれば、プラズマ発生用電源装置90および100では、入力部分の変圧器TRに、絶縁の機能と、高周波対策の機能とを兼ねさせていることになる。このためノイズ対策用のフィルタも、不要ないしは簡単なもので済み、装置全体のコスト削減が可能になる。

[0233] ノイズの観点からは、高周波変圧器で生じる高調波成分についても考える必要がある。特許文献1に示されるように、インバータと放電負荷の間に変圧器を配設した場合、この変圧器は高周波変圧器となるが、その動作上、必ず変圧器で高周波成分が発生する。

- [0234] 高周波電流が変圧器に流れると、放電負荷の充放電の際に変圧器の浮遊容量によって高調波ノイズが発生する。これが電力系統に漏れた場合は、電力系統および他の機器に影響を及ぼす。従って、高周波変圧器を使用する際には、高調波ノイズなどの高周波成分が発生することを想定して何らかのノイズ対策が必要になるが、プラズマ発生用電源装置90および100では、高周波変圧器を使用しないのでこのような対策は不要となる。
- [0235] 以上説明したように、本発明のプラズマ発生用電源装置では、インバータとオゾナイザの間に変圧器を設けることなく、高圧インバータで直接高電圧の交流波形を生成してリアクトルFL等を含む共振手段に直接与え、共振回路によって電圧を跳ね上げるといった構成を採っており、数kHzの高周波で運転され数kVの電圧が必要なオゾナイザの駆動に非常に有利な構成である。
- [0236] ここで、共振による電圧跳ね上げの最適化は重要な要素であり、以下に、電圧跳ね上げの最適化について説明する。
- [0237] 先に、周波数を変化させた場合に負荷への投入電力(すなわち放電電力)がどのように変化するかについて図5を用いて説明したが、図5に示されるように、周波数を変化させた場合に放電電力はあるところでピークを持つ。そして、誘電体バリア放電における投入電力 P_{oz} と印加電圧のピーク値 V_{Op} との関係を表す数式(3)から、印加電圧のピーク値に対して放電電力は理想的には1次元的に増加することが判るが、これは特定の周波数で電圧がピーク値を持つことを意味している。
- [0238] このことは、この特定の周波数で回路が共振状態になることを示しており、これが電圧を跳ね上げるという意味である。
- [0239] 本発明の特徴の1つは、インバータによってスイッチングした交流電圧を共振回路によってオゾナイザの両電極に印加している点である。このような回路構成の場合に、オゾナイザの両電極にどの程度までの電圧が印加できるのか、また、このような回路構成で、上述のような負荷の条件を満たすことができるのかについて検証する。
- [0240] <12-1. 印加可能電圧>
まずオゾナイザへの印加可能電圧を検証する。
- [0241] インバータの母線電圧を V_d 、インバータのデューティを d とする。この場合、電圧の

実効値 V_{drms} は $V_{drms} = \sqrt{d} \times V_d$ で与えられる。同じ実効値の正弦波のピーク値(インバータの出力電圧と呼称する場合もあり)を V_0 とすると、 $V_0 = \sqrt{2} \times V_{drms} = \sqrt{2d} \times V_d$ 、である。

[0242] オゾナイザの放電電力は数式(3)で与えられ、オゾナイザに流れる平均的な電流は下記の数式(6)で与えられる。

[0243] [数6]

$$I_{rms} = \frac{P_{oz}}{V^*} + 4 f C_a V^* + 4 f C_p V_p \quad \dots (6)$$

[0244] 従って、平均的な電圧つまり V_{drms} は、下記の数式(7)で与えられる。

[0245] [数7]

$$V_{drms} = \frac{P_{oz}}{I_{rms}} = \frac{\frac{V_p}{V^*} - \left(1 + \frac{C_a}{C_g}\right)}{\left(1 + \frac{C_p}{C_g}\right) \frac{V_p}{V^*} - 1} V^* \quad \dots (7)$$

[0246] ここで、電圧跳ね上げ率 M を、オゾナイザ両電極の電圧のピーク値 V_p (これを負荷ピーク電圧と呼称する場合もあり)と実効正弦波のピーク電圧 V_0 との比(V_p/V_0)として定義すると、電圧跳ね上げ率 M は下記の数式(8)で与えられる。

[0247] [数8]

$$\begin{aligned} M = \frac{V_p}{V_0} &= \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{\left(1 + \frac{C_p}{C_g}\right) \frac{V_p}{V^*} - 1}{1 - \left(1 + \frac{C_a}{C_g}\right) \frac{V^*}{V_p}} \\ &= \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{1 - \left(1 + \frac{C_a}{C_g}\right) \frac{\sqrt{2} V^*}{V_0}}{\left(1 + \frac{C_p}{C_g}\right) \frac{V_0}{\sqrt{2} V^*} - 1} \quad \dots (8) \end{aligned}$$

- [0248] これが電源の周波数を回路の共振周波数に合わせた場合に、オゾナイザの両電極に印加可能な電圧を表している。
- [0249] ここで、図20に負荷に印加される電圧、電源電圧および跳ね上げ率の関係を示す。図20においては、横軸に、放電維持電圧 V^* と実効正弦波のピーク電圧 V_0 との比を示し、縦軸に跳ね上げ率 M と、放電維持電圧 V^* と負荷電圧 V_p との比率を示している。なお、浮遊の静電容量 C_p はゼロとしている。
- [0250] 数式(8)から判るように、跳ね上げ率 M はオゾナイザの構造に依存する各静電容量の値と、放電維持電圧 V^* と実効正弦波のピーク電圧 V_0 との関数である。
- [0251] 図20には実効正弦波のピーク電圧 V_0 を変化させた場合の跳ね上げ率 M の変化を、誘電体の静電容量値 C_g とガス領域の静電容量値 C_a との比が、 $C_g/C_a=1.0$ の場合と、 $C_g/C_a=1.5$ の場合についてそれぞれ特性曲線S71およびS72として示している。
- [0252] また、図20には実効正弦波のピーク電圧 V_0 を変化させた場合の負荷電圧、すなわち負荷ピーク電圧 V_p の変化を、 $C_g/C_a=1.0$ の場合と、 $C_g/C_a=1.5$ の場合についてそれぞれ特性曲線S71およびS72として示している。
- [0253] 特性曲線S71およびS72からは、オゾナイザの両電極に印加される電圧、すなわち放電維持電圧 V^* は、実効正弦波のピーク電圧 V_0 が大きくなると当然大きくなるが、それにも関わらず、跳ね上げ率 M の値はあるところで最小値を持つような特性となることが判る。
- [0254] オゾナイザに電圧を印加して電力を投入したい場合、図20に向かって右方向、すなわち実効正弦波のピーク電圧 V_0 を高くすることになる。この場合、特性曲線S71およびS72負荷から判るように、負荷への電力投入が大きくなり、負荷がC負荷に近づくため、跳ね上げ率 M が大きくなる。
- [0255] しかしこの場合は無効電力も大きくなる傾向にあり、極端に実効正弦波のピーク電圧 V_0 を大きくすることは得策ではない。
- [0256] 一方、オゾナイザの耐圧の問題などの理由で、オゾナイザの両電極の電圧はあまり高くしたくないが、電力は投入したい場合、図20に向かって左方向、すなわち実効正弦波のピーク電圧 V_0 を小さくすることになる。

- [0257] この場合、跳ね上げ率 M の値は、オゾナイザの両電極の電圧が低くなり、放電期間が短くなるため、非放電時の静電容量が支配的となり、この静電容量との共振で大きくなる。この場合は、電源周波数を高くすることで共振点を外すことが望ましい。ただし、極端に周波数が高くなることは同様に得策ではない。
- [0258] 従って、共振回路の特性としては電圧をできるだけ跳ね上げた方が、インバータの電圧が低くて済むので望ましいことではあるが、実際の駆動を考えた場合は、図20の特性曲線S71およびS72の最下点の近傍、より具体的には最下点の実効正弦波のピーク電圧 V_0 を0%～20%増減した電圧で用いることが適切である。
- [0259] 以上のことから、最適なインバータの駆動条件あるいは共振回路の設計条件としては、次の2点を挙げることができる。
- [0260] (1)インバータの電源周波数を共振回路の共振周波数に近い値(より具体的には共振周波数を5%～10%増した周波数)とすること。
- [0261] (2)実効正弦波のピーク電圧 V_0 (あるいはインバータの母線電圧 V_d)に対する電圧跳ね上げ率 M の特性曲線において、電圧跳ね上げ率 M が最小となるような電源電圧 V_0 を選ぶこと。
- [0262] これらの条件に従うことで、無効電力を最小として、電圧の跳ね上げを効率的に行うことができる。
- [0263] なお、図4を用いて説明したプラズマ発生用電源装置100では、制御装置CTを用いてインバータIVの電源周波数やデューティを制御する構成について説明したが、使用するオゾナイザに対応する共振周波数を取得しており、また、投入電力も変更する必要がないのであれば制御装置CTを備えずとも良い。すなわち、図1を用いて説明したプラズマ発生用電源装置90において、インバータIVの電源周波数を共振回路の共振周波数に近い値に固定しておけば、共振により負荷電圧を跳ね上げることができる。
- [0264] 現実的には、負荷に希望どおりの電力を投入したいなどの要求のため、上述の条件から外れて用いることもありうる。実際には跳ね上げ率 M の最下点の値の半分ないし2倍程度が実用的な範囲である。
- [0265] そこで、オゾナイザの構造に則した具体例に基づいて、電源動作条件範囲の定式

化を行う。

[0266] <12-2. 電源電圧V0の現実的な範囲、および跳ね上げ率Mの現実的な範囲>

図20に示す跳ね上げ率Mの最下点での値をMの代表値M00とし、そのときの実効正弦波のピーク電圧V0の値を代表値V00とする。

[0267] 代表値V00およびそのときの跳ね上げ率Mの値の最小値M00は、下記の数式(9)および数式(10)で表される。なお、それぞれの数式は近似式に変形している。

[0268] [数9]

$$V00 = \sqrt{2} V^* \left(1 + \frac{C_a}{C_g} \right) \left(1 - \sqrt{1 - \frac{1}{\left(1 + \frac{C_a}{C_g} \right) \left(1 + \frac{C_p}{C_g} \right)}} \right)$$

$$\cong \frac{V^*}{\sqrt{2} \left(1 + \frac{C_p}{C_g} \right)} \quad \dots (9)$$

[0269] [数10]

$$M00 = \sqrt{2} \left(\left(\left(1 + \frac{C_a}{C_g} \right) \left(1 + \frac{C_p}{C_g} \right) - \frac{1}{2} \right) + \sqrt{\left(\left(1 + \frac{C_a}{C_g} \right) \left(1 + \frac{C_p}{C_g} \right) - \frac{1}{2} \right)^2 - \frac{1}{4}} \right)$$

$$\cong 2\sqrt{2} \left(\left(1 + \frac{C_a}{C_g} \right) \left(1 + \frac{C_p}{C_g} \right) - 0.5 \right) \quad \dots (10)$$

[0270] 以上の検証の結果、共振回路によってどの程度電圧を跳ね上げることができるかは、負荷の静電容量と投入電力によって決まることが判った。

[0271] 従って、負荷の静電容量と数式(9)および数式(10)から、代表値V00およびM00を決定する。その次に目標投入電力に合致するように実効正弦波のピーク電圧V0を調節する。これはインバータの母線電圧Vdの設計値を調節する、あるいはPWM制御でインバータのデューティを調節する、ということを意味している。

- [0272] 実効正弦波のピーク電圧 V_0 を代表値 V_{00} から変化させると、図20に曲線S81およびS82示すように負荷ピーク電圧 V_p が変化し、同時に跳ね上げ率 M も変化する。つまり、構造で跳ね上げ率 M の代表値 M_{00} が決まり、電力を調節しようとする跳ね上げ率 M がこれよりいくらか高くなる。
- [0273] 従って、跳ね上げ率 M の値を厳密に求めるためには、オゾナイザの静電容量の値と実効正弦波のピーク電圧 V_0 あるいは電力が明確である必要がある。
- [0274] ただし、前述のように、実効正弦波のピーク電圧 V_0 が大きすぎる場合は無効電力が大きくなり、実効正弦波のピーク電圧 V_0 が小さい場合はオゾナイザに電圧が十分に印加できず、必要な電力を得るために周波数を非常に高くすることになる。
- [0275] 従って、現実的な実効正弦波のピーク電圧 V_0 の範囲は、前述のように、代表値 V_{00} の半分ないし2倍程度である。
- [0276] ここで、図21に幾つかの実際のオゾナイザを本発明のプラズマ発生用電源装置100で駆動した場合の、電源電圧(実効正弦波のピーク電圧) V_0 と跳ね上げ率 M との関係を示す。
- [0277] 図21においては、横軸に、放電維持電圧 V^* と実効正弦波のピーク電圧 V_0 との比を示し、縦軸に跳ね上げ率 M を示している。そして、特性曲線S91、S92、S93およびS94で示される5種類のオゾナイザについての動作特性を示している。なお、上記特性曲線S91〜S94は、市販されているオゾナイザを、本発明のプラズマ発生用電源装置100で駆動して得られる特性である。
- [0278] 図21においては各オゾナイザの動作点をポイント91〜95で示しており、オゾナイザの中には、跳ね上げ率 M の最下点、すなわち代表値 M_{00} の近傍で動作させるものもあれば、その若干右側あるいは左側の跳ね上げ率を用いるものもある。なお、以下の説明ではポイント91〜95の動作点を有するオゾナイザを、それぞれオゾナイザ91〜95と呼称する。
- [0279] 例えば、オゾナイザ92は、特性曲線S92のほぼ最下点を用いているが、オゾナイザ91は、特性曲線S91の最下点よりも少し電力を投入する必要があるため、電源電圧を高くしている。また、オゾナイザ95はオゾナイザ91よりもさらに電力を投入する必要があるため、電源電圧をさらに高くしている。

- [0280] またオゾナイザ94は、誘電体の静電容量 C_g が非常に大きい装置であり、この場合、オゾナイザ負荷の容量性分が弱くなり、従って共振によって電圧が跳ね上げにくくなるため、 M の値は小さくなる。一方、電力を投入するために実効正弦波のピーク電圧 V_0 を上げるので、跳ね上げ率 M は代表値 M_{00} よりかなり大きな値になっている。
- [0281] また、オゾナイザ91、92、94および95は、構造上、浮遊の静電容量 C_p を無視できたが、オゾナイザ93は浮遊の静電容量 C_p を無視できない。このため、跳ね上げ率 M の最下点が他の3つと大きく異なっている。
- [0282] また、オゾナイザ93は、ガス領域の静電容量 C_a が非常に大きいという特徴があり、浮遊の静電容量 C_p の効果とも併せて、オゾナイザ負荷の容量性分が強くなり、結果として跳ね上げ率 M が非常に大きく、最下点で8近くになる。また、本発明のプラズマ発生用電源装置100では、電力を投入するために電圧を上げずに周波数を高くするという方法を採用しているため、オゾナイザ93は最下点よりも左側の跳ね上げ率を使用している。
- [0283] ここで、図22に数式(10)をグラフとして表す。
- [0284] 図22においては、横軸に数式(10)に示される各静電容量の関数部分を示し、縦軸に跳ね上げ率 M を示している。そして、太線で描かれた特性曲線S101は数式(10)の理論線を、また、これに沿った直線S102が近似式を表している。この直線上の値が代表値 M_{00} である。また、図21に示した5つのオゾナイザ91～95の、実用に供される跳ね上げ率 M の値についても、それぞれポイント91～95として示している。
- [0285] 何れの跳ね上げ率 M も、代表値 M_{00} の理論線よりも若干上に位置しているが、例えばポイント94はかなり大きな値になっている。
- [0286] これらの例から、実効正弦波のピーク電圧 V_0 の値の現実的な範囲、および跳ね上げ率 M の値の現実的な範囲を見積もることができる。
- [0287] まず、実効正弦波のピーク電圧 V_0 の現実的な範囲としては、図21から、数式(9)で示された V_{00} の値の半分ないし2倍程度と考えられる。
- [0288] また、跳ね上げ率 M の現実的な範囲は、数式(10)で決定される代表値 M_{00} の値に対して、 $M_{00} + 2 > M > M_{00} / 2$ 、として良い。
- [0289] なお、以上の説明では、種々のオゾナイザを使用するために制御装置CTを有する

プラズマ発生用電源装置100を用いた例を示したが、各オゾナイザの特性(共振周波数や跳ね上げ率)が判明していれば、図1を用いて説明したプラズマ発生用電源装置90を用いて、数式(10)で決定される跳ね上げ率の最小値M00に基づいて所望のオゾナイザを効率良く動作できることは言うまでもない。

[0290] <12-3. 電源電圧V0とインバータ母線電圧Vdとの関係について>

次に、電源電圧V0とインバータ母線電圧Vdとの関係について検証する。

[0291] これまでの議論は、波形は完全な正弦波で、回路の損失が全くないという仮定に基づいていた。すなわち、理想的な状況での回路の共振を議論していた。しかし実際には幾つもの考慮すべき要素が存在する。

[0292] 具体的には、インバータの出力の力率、回路(リアクトルなど)の損失などである。さらにこれまでの議論は電源周波数を回路の共振周波数に完全に一致させた場合についてなので、実際には共振点を少し外れた点で用いることを考えると、さらに電圧の余裕を見ておくことが望ましい。

[0293] これらの要素による電圧の低減率を η とすると、インバータの母線電圧Vdは、下記の数式(11)で表される。

[0294] [数11]

$$V_d = \frac{V_0}{\eta \sqrt{2d}} \quad \dots (11)$$

[0295] ここで、例えば $d=0.25$ 、 $\eta=1$ で $\eta \sqrt{d}=0.5$ 、また、 $d=0.8$ 、 $\eta=0.56$ で $\eta \sqrt{d}=0.5$ となるように、 $\eta \sqrt{d}$ は最低でも0.5程度、と考えられる。

[0296] すなわち、 $1 > \eta \sqrt{d} > 0.5$ 、と考えてよい。

[0297] 先の議論で、 $M00+2 > M > M00/2$ としたので、オゾナイザの両電極間の電圧Vpとインバータ母線電圧Vdとの比率Md(V_p/V_d)の範囲は下記の数式(12)で表され、現実的な範囲を指定できる。

[0298] [数12]

$$\sqrt{2}(M00+2) > M_d > \frac{\sqrt{2}}{4} M00 \quad \dots (12)$$

[0299] また、電源電圧V0の範囲は、式(9)で表される代表値V00の半分ないし2倍であるので、この関係に数式(11)を適用してVdで表せば、インバータ母線電圧Vdの範囲は下記の数式(13)で表される。

[0300] [数13]

$$\frac{4}{\sqrt{2}} V_{00} > V_d > \frac{1}{2\sqrt{2}} V_{00} \quad \dots (13)$$

[0301] そして上式は、下記の数式(14)に変形でき、静電容量に基づいてインバータ母線電圧Vdの範囲を指定できる。

[0302] [数14]

$$\frac{4 V^*}{1 + \frac{C_p}{C_g}} > V_d > \frac{V^*}{2 \left(1 + \frac{C_p}{C_g} \right)} \quad \dots (14)$$

[0303] 上述した数式(12)および(14)で規定される範囲は、現実的なオゾナイザへの適用を考慮した場合はかなり広い。

[0304] そこで、下記の表1に、図21および図22に示したオゾナイザ91～95の動作条件を示し、これらの情報に基づいて、インバータ母線電圧Vdおよびオゾナイザの両電極間の電圧Vpの、より現実的な範囲を規定する。

[0305] [表1]

表 1

オゾナイザ番号	91	92	93	94	95
ca/cg	0.7	0.49	1	0.17	0.67
cp/cg	0	0	0.63	0	0
放電維持電圧V*	2390	4280	1600	2460	2115
放電電力密度W/S	0.25	0.25	2.5	0.64	0.2
オゾナイザ電圧(ピーク値) Vp[V]	8000	11000	5375	8407	10000
インバータ母線電圧Vd[V]	2180	3840	634	2970	2258
Md=Vp/Vd	3.7	2.87	8.47	2.83	4.4

- [0306] なお、上記表1は、市販されているオゾナイザを、本発明のプラズマ発生用電源装置100で駆動した結果である。
- [0307] 表1において、放電電力密度(W/S)は、電極単位面積($/cm^2$)あたりに投入される放電電力を表し、装置構造にも依存する値である。
- [0308] 上記表1に示されるオゾナイザ91、92、94および95は、何れも図10を用いて説明したような円筒多管式のオゾナイザであり、この方式では負荷に並列な浮遊の静電容量 C_p は無視できるほど小さく、表1においては C_a/C_p はゼロとしている。しかし、オゾナイザ93は特殊な構造を有し、 $C_a/C_p=0.63$ となっている。
- [0309] ここで、オゾナイザ93のようなタイプのオゾナイザを例外とし、浮遊の静電容量 C_p をゼロとして扱えるオゾナイザに限定するのであれば、数式(14)はさらに簡単になり、 $4V^*>V_d>0.5V^*$ として静電容量を含まない形にできる。
- [0310] 表1の情報に基づけば、上記範囲は $2V^*>V_d>0.5V^*$ とでき、より現実的な範囲を指定できる。
- [0311] また、インバータ母線電圧 V_d に対するオゾナイザの両電極間の電圧 V_p の比率 M_d の範囲も、表1に基づけば $6>M_d>1$ となり、より現実的な範囲を指定できる。
- [0312] また、表1から判るように、放電維持電圧 V^* の値は2kV〜4kVであり、この場合、素子耐圧は1kV以上が必要になることが判る。さらにオゾナイザという用途を考えた場合、少なからぬ電流が流れる。従って、このインバータを構成するスイッチング素子としては、IGBT(insulated gate bipolar transistor)などの大容量の半導体素子が望ましい。
- [0313] なお、以上の説明では、種々のオゾナイザを使用するために制御装置CTを有するプラズマ発生用電源装置100を用いた例を示したが、数式(14)で示されるインバータ母線電圧 V_d の範囲は、図1を用いて説明したプラズマ発生用電源装置90にも適用できることは言うまでもない。
- [0314] <13. インバータの構成例>
- 上述したように、オゾナイザの駆動用の高圧インバータの場合、耐圧の大きなスイッチング素子が要求されることから、高耐圧のIGBTを用いる。一方、オゾナイザは近年高周波化しており、1kHz〜20kHzの周波数で駆動される。

[0315] 以下、オゾナイザの駆動用の高圧インバータの具体的な構成について幾つかの例示を行う。

[0316] <13-1. 2段のインバータブロックを有するインバータ>

例えば出力電圧が2kVの高圧インバータの場合、耐圧が2kVのIGBT素子を使用すれば、母線電圧を2kVとして、IGBT素子をフルブリッジ接続した1組のインバータブロックだけで高圧インバータを構成することができるが、母線電圧よりも低い耐圧のIGBT素子を用いたい場合は、図23に示すような2段のインバータブロックを有する構成を採用すれば良い。

[0317] 図23に示すインバータにおいては、出力電圧の半分の耐圧を有するIGBT素子で構成されたインバータブロックIV1およびIV2を、オゾナイザ1の両電極に対して直列に接続した構成を有している。

[0318] そして、インバータブロックIV1およびIV2にそれぞれ直流電圧を供給する整流器RE1およびRE2には、交流電源PSから変圧器TR1を介して高圧の交流電圧が供給される。このとき、変圧器TR1の1次側と2次側とが電氣的に絶縁された絶縁トランスを使用し、2次側を2巻線にすることで、1個のトランスで2つの整流器RE1およびRE2に高圧交流電圧を供給して、直列に接続された2つのインバータブロックIV1およびIV2に電力を同時に供給することができる。

[0319] また、整流器RE1およびRE2から、インバータブロックIV1およびIV2のそれぞれに直流電圧を供給する主電源ライン(母線)PおよびNの間には、それぞれ平滑用のキャパシタC1およびC2が介挿されている。

[0320] インバータブロックIV1およびIV2は、主電源ラインPおよびNの間に、インバータ接続された絶縁ゲート型バイポーラトランジスタの2つの組が配設されて、IGBTのフルブリッジ接続を構成している。

[0321] すなわち、インバータブロックIV1では、P-N線間に、インバータ接続されたトランジスタT11およびT12、トランジスタT13およびT14が配設され、インバータブロックIV2では、P-N線間に、インバータ接続されたトランジスタT21およびT22、トランジスタT23およびT24が配設され、トランジスタT11およびT12の組の出力ノードがリアクトルFLの一端に接続され、リアクトルFLの他端はオゾナイザ1の一方の電極に接続

されている。また、トランジスタT23およびT24の組の出力ノードがオゾナイザ1の他方の電極に接続されている。なお、この電極は接地されて用いられる。

[0322] また、トランジスタT13およびT14の組の出力ノードは、トランジスタT21およびT22の組の出力ノードに接続される構成となっている。

[0323] なお、トランジスタT11、T12、T13およびT14には、それぞれ逆並列にダイオードD11、D12、D13およびD14が接続されており、トランジスタT21、T22、T23およびT24には、それぞれ逆並列にダイオードD21、D22、D23およびD24が接続されている。これらのダイオードは、電流環流用のダイオードである。

[0324] 図23に示す構成を採用した場合、例えば、インバータブロックIV1およびIV2のそれぞれのP-N線間の電圧差を最大で1kVとした場合、インバータの出力電圧は2kVでありながら、各トランジスタの耐圧は1kVで済むことになる。

[0325] すなわち、トランジスタT23およびT24の組の出力ノードが接続されるオゾナイザ1の電極は、上述したように接地電位となるので、インバータブロックIV2の主電源ラインNの電位を0Vとすると、主電源ラインPの電位は1kVとなり、トランジスタT21およびT22の組の出力ノードの電圧を1kVとすることができる。

[0326] トランジスタT21およびT22の組の出力ノードの電圧が1kVである場合、インバータブロックIV1の主電源ラインNの電位は1kVとなって、主電源ラインPの電位は2kVとなり、トランジスタT11およびT12の組の出力ノードの電圧を2kVとすることができる。

[0327] このように、P-N線間の電圧差が最大で1kVであるので、各トランジスタの耐圧も1kV、すなわちインバータの出力電圧の半分の耐圧で済むことになる。

[0328] このように、インバータを構成するトランジスタに出力電圧よりも耐圧の低いものを使用したいのであれば、複数のインバータブロックをオゾナイザの2つ電極に対して直列となるように接続すれば良い。

[0329] なお、インバータの出力電流を大きくしたいのであれば、複数のインバータブロックをオゾナイザの2つ電極に対して並列となるように接続すれば良いことは言うまでもない。

[0330] <13-2. 4段のインバータブロックを有するインバータ>

また、オゾナイザの駆動電圧が極めて高く、それに合わせて耐圧の高いIGBTを準

備するとコストが嵩むという場合には、インバータブロックの個数をさらに増やし、個々のIGBTとしてはコスト的にリーズナブルな耐圧のIGBTを使用するようにしても良い。その一例として4段のインバータブロックを有するインバータを図24に示す。

- [0331] 図24に示すインバータにおいては、出力電圧の4分の1の耐圧を有するIGBT素子で構成されたインバータブロックIV10、IV20、IV30およびIV40を、オゾナイザ1の両電極に対して直列に接続した構成を有している。
- [0332] そして、インバータブロックIV10、IV20、IV30およびIV40にそれぞれ直流電圧を供給する整流器RE10、RE20、RE30およびRE40には、交流電源PSから変圧器TR10を介して高圧の交流電圧が供給される。このとき、変圧器TR10の1次側と2次側とが電氣的に絶縁された絶縁トランスを使用し、2次側を4巻線にすることで、1個のトランスで4つの整流器RE10〜RE40に高圧交流電圧を供給して、直列に接続された4つのインバータブロックIV10〜IV40に電力を同時に供給することができる。
- [0333] また、整流器RE10〜RE40から、インバータブロックIV10〜IV40のそれぞれに直流電圧を供給する主電源ライン(母線)PおよびNの間には、それぞれ平滑用のキャパシタC10、C20、C30およびC40が介挿されている。
- [0334] インバータブロックIV10〜IV40は、主電源ラインPおよびNの間に、インバータ接続された絶縁ゲート型バイポーラトランジスタの2つの組が配設されて、IGBTのフルブリッジ接続を構成している。
- [0335] すなわち、インバータブロックIV10では、P-N線間に、インバータ接続されたトランジスタT101およびT102、トランジスタT103およびT104が配設され、インバータブロックIV20では、P-N線間に、インバータ接続されたトランジスタT201およびT202、トランジスタT203およびT204が配設され、インバータブロックIV30では、P-N線間に、インバータ接続されたトランジスタT301およびT302、トランジスタT303およびT304が配設され、インバータブロックIV40では、P-N線間に、インバータ接続されたトランジスタT401およびT402、トランジスタT403およびT404が配設されている。
- [0336] そして、トランジスタT101およびT102の組の出力ノードがリアクトルFLの一端に接続され、リアクトルFLの他端はオゾナイザ1の一方の電極に接続されている。また、ト

ランジスタT403およびT404の組の出力ノードがオゾナイザ1の他方の電極に接続されている。なお、この電極は接地されて用いられる。

[0337] また、トランジスタT103およびT104の組の出力ノードは、トランジスタT201およびT202の組の出力ノードに接続され、トランジスタT203およびT204の組の出力ノードは、トランジスタT301およびT302の組の出力ノードに接続され、トランジスタT303およびT304の組の出力ノードは、トランジスタT401およびT402の組の出力ノードに接続される構成となっている。

[0338] なお、トランジスタT101、T102、T103およびT104には、それぞれ逆並列にダイオードD101、D102、D103およびD104が接続され、トランジスタT201、T202、T203およびT204には、それぞれ逆並列にダイオードD201、D202、D203およびD204が接続され、トランジスタT301、T302、T303およびT304には、それぞれ逆並列にダイオードD301、D302、D303およびD304が接続され、トランジスタT401、T402、T403およびT404には、それぞれ逆並列にダイオードD401、D402、D403およびD404が接続されている。これらのダイオードは、電流環流用のダイオードである。

[0339] 図24に示す構成を採用した場合、例えば、インバータブロックIV10〜IV40のそれぞれのP-N線間の電圧差を最大で1kVとした場合、インバータの出力電圧は4kVでありながら、各トランジスタの耐圧は1kVで済むことになる。

[0340] 図24に示す構成を採用する場合、4つのインバータブロックIV10〜IV40を同時にオン、オフ制御するのではなく、段階的にオン、オフ制御すれば、図25に示すように出力電圧を階段状に変化させることができ、矩形波だけでなく、より正弦波に近い波形を出力させることができる。

[0341] すなわち、図25において、0Vラインより1段階電圧の高いステップST1は、インバータブロックIV10のみがオン状態で、他のインバータブロックはオフ状態となるよう制御することで得ることができる。

[0342] ここで、インバータブロックをオン状態にするという制御は、インバータブロックIV10を例に採れば、トランジスタT101およびT104をオン状態とし、トランジスタT102およびT103をオフ状態とする制御である。

- [0343] また、インバータブロックをオフ状態にするという制御は、インバータブロックIV10を例に採れば、トランジスタT101およびT103をオフ状態とし、トランジスタT102およびT104をオン状態とする制御である。
- [0344] また、図25において、0Vラインより2段階電圧の高いステップST2は、インバータブロックIV10およびIV20のみがオン状態で、他のインバータブロックはオフ状態となるよう制御することで得ることができる。
- [0345] また、図25において、0Vラインより3段階電圧の高いステップST3は、インバータブロックIV10、IV20およびIV30がオン状態で、インバータブロックIV40はオフ状態となるよう制御することで得ることができる。
- [0346] また、図25において、0Vラインより4段階電圧の高いステップST4は、インバータブロックIV10〜IV40を全てオン状態となるよう制御することで得ることができる。
- [0347] なお、図25において示される0Vラインより低いステップを得るためには、各インバータブロックのP-N線の電位をマイナスの電位にしてオン、オフ制御することになるが、この場合は、インバータブロックのオン状態、オフ状態の定義が変わることになる。
- [0348] すなわち、この場合、インバータブロックをオン状態にするという制御は、インバータブロックIV10を例に採れば、トランジスタT101およびT104をオフ状態とし、トランジスタT102およびT103をオン状態とする制御である。
- [0349] また、インバータブロックをオフ状態にするという制御は、インバータブロックIV10を例に採れば、トランジスタT101およびT103をオン状態とし、トランジスタT102およびT104をオフ状態とする制御である。
- [0350] なお、以上の説明においては、4つのインバータブロックIV10〜IV40のそれぞれのP-N線間の電圧差は同じものとして説明したが、それぞれ電圧差が異なるものとしても良い。
- [0351] <13-3. 半導体素子での電力損失について>
- 図24に示すようなインバータの構成を採用すると、変圧器TR10が大きなものになるとともに、スイッチングの回数が非常に多くなるので、半導体素子での電力損失が大きくなる可能性がある。

- [0352] IGBT素子を高周波で駆動させた場合、ON損失よりもむしろ、そのスイッチング損失が大きな問題になる。
- [0353] スwitchング時に発生する損失の種類は、オン時のスイッチング損失(E_{on})、オフ時のスイッチング損失(E_{off})、そして、各IGBT素子に並列に配されている還流用のダイオード素子のリカバリ損失(E_{rec})の3つが考えられる。
- [0354] ここで、簡単化のため、図26に示すようなインバータを例に採り、矩形波を出力し、回路の共振の結果、正弦波に近い電流が流れるものとする。
- [0355] 図26に示すインバータにおいては、P-N線間に、平滑用のキャパシタC0が介挿されるとともに、インバータ接続されたトランジスタT1およびT2、トランジスタT3およびT4が配設され、トランジスタT1およびT2の組の出力ノードがリアクトルFLの一端に接続され、リアクトルFLの他端はオズナイザ1の一方の電極に接続されている。また、トランジスタT3およびT4の組の出力ノードがオズナイザ1の他方の電極に接続されている。なお、この電極は接地されて用いられる。
- [0356] 図27には、図26に示すインバータが出力する矩形波の電圧波形VWおよび正弦波の電流波形CW、および各IGBT素子のオン、オフ制御のタイミング(ゲート波形)を示している。すなわち、トランジスタT1、T2、T3およびT4に与えるゲート波形をそれぞれG1、G2、G3およびG4として示し、また、各スイッチングタイミングで、どの素子に、どのような種類の損失が発生するかについても併せて示した。
- [0357] すなわち、トランジスタT2がオフしてトランジスタT1がオンするタイミングでは、トランジスタT1のオン時のスイッチング損失(E_{on})と、トランジスタT2がオフすることによるダイオードD2でのリカバリ損失(E_{rec})とが発生する。
- [0358] また、トランジスタT4がオフしてトランジスタT3がオンするタイミングでは、トランジスタT4のオフ時のスイッチング損失(E_{off})が発生する。
- [0359] また、トランジスタT1がオフしてトランジスタT2がオンするタイミングでは、トランジスタT2のオン時のスイッチング損失(E_{on})と、トランジスタT1がオフすることによるダイオードD1でのリカバリ損失(E_{rec})とが発生する。
- [0360] また、トランジスタT3がオフしてトランジスタT4がオンするタイミングでは、トランジスタT3のオフ時のスイッチング損失(E_{off})が発生する。

[0361] 図27に示されるように、電力損失は、トランジスタT1〜T4およびダイオードD1〜D4に等しく発生するものではなく、トランジスタT3およびT4は、オフ時のスイッチング損失(E_{off})を受け、トランジスタT1およびT2は、オン時のスイッチング損失(E_{on})を受け、ダイオードD1およびD2はリカバリ損失(E_{rec})を受ける。

[0362] 従って、トランジスタとダイオードとで1組の半導体チップを構成すると考えた場合、トランジスタT1とダイオードD1との組みで構成される半導体チップ、およびトランジスタT2とダイオードD2との組みで構成される半導体チップは、他の半導体チップに比べて電力損失が大きくなり、電力損失により過熱することが予想される。

[0363] また、素子に流れる電流値によっては、トランジスタT3とダイオードD3との組みで構成される半導体チップ、およびトランジスタT4とダイオードD4との組みで構成される半導体チップの方が電力損失が大きくなる可能性もあり、これらの半導体チップの方が過熱することもあり得る。

[0364] これを避けるためには、一定期間ごとに、各半導体素子の制御パターンを変更して、電力損失が特定の半導体チップに集中しないようにしてやれば良い。以下、この制御方法について具体的に説明する。

[0365] <13-4. 半導体素子での電力損失を平均化する制御方法>

<13-4-1. 制御方法の第1の例>

図28に、上記思想に基づいて生成され、各IGBT素子にそれぞれ与えられるゲート波形と、当該ゲート波形に基づいて図26に示すインバータを制御した場合に、当該インバータが出力する矩形波の電圧波形VWおよび正弦波の電流波形CWを示す。また、各スイッチングタイミングで、どの素子に、どのような種類の損失が発生するかについても併せて示す。

[0366] 図28に示す各ゲート波形は、図27に示したゲート波形G1〜G4において、1周期ごとにゲート波形G1とG4および、ゲート波形G2とG3とを入れ換えた波形となっている。

[0367] すなわち、ゲート波形G11は、ゲート波形G1を基本とし、ゲート波形G4が1周期ごとにゲート波形G1と入れ替わるように構成され、ゲート波形G14は、ゲート波形G4を基本とし、ゲート波形G1が1周期ごとにゲート波形G4と入れ替わるように構成されて

いる。

- [0368] また、ゲート波形G13は、ゲート波形G3を基本とし、ゲート波形G4が1周期ごとにゲート波形G3と入れ替わるように構成され、ゲート波形G12は、ゲート波形G2を基本とし、ゲート波形G3が1周期ごとにゲート波形G2と入れ替わるように構成されている。
- [0369] 図28に示すゲート波形G11〜G14を使用することで、トランジスタT3がオフしてトランジスタT4がオンするタイミングでは、トランジスタT4のオン時のスイッチング損失(E_{on})と、トランジスタT3がオフすることによるダイオードD3でのリカバリ損失(E_{rec})とが発生する。
- [0370] また、トランジスタT4がオフしてトランジスタT3がオンするタイミングでは、トランジスタT4のオフ時のスイッチング損失(E_{off})が発生する。
- [0371] また、トランジスタT1がオフしてトランジスタT2がオンするタイミングでは、トランジスタT2のオン時のスイッチング損失(E_{on})と、トランジスタT1がオフすることによるダイオードD1でのリカバリ損失(E_{rec})とが発生する。
- [0372] また、トランジスタT3がオフしてトランジスタT4がオンするタイミングでは、トランジスタT3のオフ時のスイッチング損失(E_{off})が発生する。
- [0373] また、トランジスタT2がオフしてトランジスタT1がオンするタイミングでは、トランジスタT1のオン時のスイッチング損失(E_{on})と、トランジスタT2がオフすることによるダイオードD2でのリカバリ損失(E_{rec})とが発生する。
- [0374] また、トランジスタT1がオフしてトランジスタT2がオンするタイミングでは、トランジスタT1のオフ時のスイッチング損失(E_{off})が発生する。
- [0375] また、トランジスタT4がオフしてトランジスタT3がオンするタイミングでは、トランジスタT3のオン時のスイッチング損失(E_{on})と、トランジスタT4がオフすることによるダイオードD4でのリカバリ損失(E_{rec})とが発生する。
- [0376] また、トランジスタT2がオフしてトランジスタT1がオンするタイミングでは、トランジスタT2のオフ時のスイッチング損失(E_{off})が発生する。
- [0377] このように、2組みのインバータ接続を構成する4つのIGBT素子において、一方のインバータ接続の高電位側IGBT素子と、他方のインバータ接続の低電位側IGBT

素子に与えられるゲート波形を、互いに1周期ごとに入れ換えたゲート波形を使用することで、トランジスタT1〜T4およびダイオードD1〜D4において、電力損失が偏って発生することが防止され、電力損失を平均化し、各素子での発熱を平均化して、各素子での最大発熱量を低く抑えることができる。

[0378] <13-4-2. 制御方法の第2の例>

また、電力損失の偏りを解消するためのインバータの制御方法としては、図29に示されるように、各IGBT素子に与えるゲート波形を強制的に切り替える方法も考えられる。

[0379] すなわち、使用するのは、図27に示した基本のゲート波形G1〜G4であるが、電圧波形VWのパルスが出力されていないタイミング(図29においてはハッチングを付した領域で表している)、すなわち、トランジスタT1およびT3がオン状態にあるとき、あるいはトランジスタT2およびT4がオン状態にあるときを境として、ゲート波形G3をトランジスタT1に与え、ゲート波形G1をトランジスタT3に与え、ゲート波形G2をトランジスタT4に与え、ゲート波形G4をトランジスタT2に与えるように、ゲート波形を強制的に切り替える。なお、次にゲート波形を強制的に切り替えるタイミングでは、上述とは逆の切り替えを行う。

[0380] この方法を採用すると、図29に示すように、電圧波形VWにおいて正パルスが2回連続するパターンが生じる。このため、電流波形が少し不規則な形状となるが、切り替えの周期は、電力損失の偏りにより素子の過熱が発生する時間(熱の伝達速度により規定される時間)よりも十分に短い時間、例えば1秒程度に設定すれば良く、この時間は、インバータの周波数に比べて十分に長いので、電流波形が少し不規則な形状となる頻度は少ないので、インバータの動作に対する影響は少ない。

[0381] なお、ゲート波形を強制的に切り替えるには、ゲート波形G1とG3、およびゲート波形G2とG4を切り替えて与える構成、例えばフリップフロップ回路を各トランジスタのゲート信号の入力部の前段に設けることで達成できる。

[0382] <13-4-3. 制御方法の第3の例>

また、各IGBT素子に与えるゲート波形を強制的に切り替える方法としては、図30に示されるように、予め2種類の信号源を用意しておき、電圧波形VWのパルスが出

力されているタイミングで強制的に切り替える方法も考えられる。

[0383] すなわち、図30に示すように、準備する信号源としては、図27に示した基本のゲート波形G1〜G4を出力する信号源GXと、ゲート波形G1とG4とを互いに入れ換えたゲート波形G1'およびG4'、ゲート波形G2とG3とを互いに入れ換えたゲート波形ゲート波形G2'およびG3'を出力する信号源GYである。

[0384] そして、電圧波形VWのパルスが出力されているタイミング(図30においてはハッチングを付した領域で表している)、すなわち、トランジスタT1およびT4がオン状態にあるとき、あるいはトランジスタT2およびT3がオン状態にあるときを境として、ゲート波形G1'をトランジスタT1に与え、ゲート波形G2'をトランジスタT2に与え、ゲート波形G3'をトランジスタT3に与え、ゲート波形G4'をトランジスタT4に与えるように、ゲート波形を強制的に切り替える。なお、次にゲート波形を強制的に切り替えるタイミングでは、上述とは逆の切り替えを行う。

[0385] この方法を採用すると、信号源が2つ必要になるが、インバータの出力波形に変化は生じない。なお、切り替えの周期は1秒程度が適切である。

[0386] <13-5. 電力損失のさらなる増大に伴う発熱の解消>

次に、各素子での電力損失がさらに大きくなった場合について述べる。前述のように、IGBTを高周波で駆動させた場合、オン損失よりもむしろ、そのスイッチング損失が大きな問題になる。通常、電流が大きく、半導体素子での電力損失が大きく、発熱が問題になる場合、その電力損失を分担するために、半導体素子を複数個並列にして用いる。

[0387] 通常は半導体素子の電力損失はON時に流れる電流で決まるので、並列に接続された複数個の半導体素子を全部ONにして導通させ、一個あたりの電流を減らす構成を採用。

[0388] しかし、本発明のプラズマ発生用電源装置に使用するインバータの場合、先に説明したようにON損失ではなく、スイッチング損失が支配的となる。この場合、ON時の電流を減らすのではなく、1つの半導体素子あたりのONの回数を低減させれば良い。

[0389] 図31には、プラズマ発生用電源装置100に使用されるインバータIVの構成の一例

として、IGBTを2個並列に配設した構成を示している。

[0390] 図31に示されるように、主電源ライン(母線)PおよびNの間に、インバータ接続されたIGBT11および21、IGBT31および42が配設され、それぞれの組の出力ノードがリアクトルFLおよびオゾナイザ1の電極に接続される構成となっている。

[0391] そして、IGBT11、21、31および42には、それぞれIGBT12、22、32および42が並列に接続されている。

[0392] また、IGBT11および12、IGBT21および22、IGBT31および32、IGBT41および42のそれぞれのゲート電極には、フリップフロップ回路FF1、FF2、FF3およびFF4を介して制御回路CCから制御信号が与えられる構成となっている。

[0393] 例えばフリップフロップ回路FF1は、IGBT11および12を交互にオンさせるための構成であり、そのタイミングチャートの一例を図32に示す。

[0394] 図32に示すように、最初の周期ではIGBT11がオンし、次の周期ではIGBT12がオンするように、IGBT11および12を周期ごとに切り替えて使用する。これは他のIGBTの組においても同様であり、このように制御することで、1つの半導体素子について、スイッチングの周波数が半分になり、スイッチング損失を半分にすることができる。

[0395] なお、同様に並列に接続された半導体素子を、交互ではなく毎回同時にオンさせる場合には、電流の分流方法などを考慮する必要があるが、電流の分流に失敗して片方の素子に過大に電流が流れると、半導体素子に不具合が発生する原因となる。しかし、図32のような構成で交互にオンさせれば、このような電流の分流の問題をなくすことができる。

[0396] <14. オゾナイザ以外への適用例>

以上の説明においては、本発明はオゾナイザへの適用を主として説明した。近年の主流となっているオゾナイザは、空気あるいは酸素原料で、ギャップ間隔0.6mm以下、ガス圧力が大気圧以上である。このようなオゾナイザの場合は、オゾナイザに高い電圧を印加させる必要があること、放電維持電圧もkV程度であること、周波数がkHz以上であること、容量性負荷であることなどの点で本発明に適した放電負荷であると言える。

[0397] 一方、最初にも述べたように、本発明は容量性の放電負荷であれば適用可能であ

り、例えば、2枚のガラス板の間にキセノンなどの放電ガスを封入し、ガラスの間隙を放電ギャップとして、両側から交流電圧を印加し、内部に塗布された蛍光体からの発光を平面的に取り出す平板型光源と呼ばれる装置や、その他、誘電体バリア放電を利用したPDP(プラズマディスプレイパネル)やレーザ発振器などについても適用可能である。

- [0398] この発明は詳細に説明されたが、上記した説明は、全ての局面において、例示であって、この発明がそれに限定されるものではない。例示されていない無数の変形例が、この発明の範囲から外れることなく想定され得るものと解される。

請求の範囲

- [1] プラズマを発生させる放電負荷(1)を駆動するプラズマ発生用電源装置であって、
前記放電負荷に電力を供給する交流電源(IV)と、
前記交流電源の交流出力の周波数を制御可能な制御装置(CT)と、を備え、
前記制御装置(CT)は、
前記放電負荷(1)への目標投入電力に応じて、前記交流電源(IV)の電源周波数
を変化させるように制御する、プラズマ発生用電源装置。
- [2] 前記制御装置(CT)は、
前記交流電源(IV)の電源出力端において、電流が電圧に対して遅れ位相となるよ
うに前記電源周波数を制御する、請求項1記載のプラズマ発生用電源装置。
- [3] 前記制御装置(CT)は、前記目標投入電力が、最大定格の電力である場合には前
記電源周波数を、前記放電負荷(1)の共振周波数の近傍に設定する、請求項1記
載のプラズマ発生用電源装置。
- [4] 前記交流電源(IV)はインバータで構成され、前記交流出力はパルス出力であって、
前記制御装置(CT)は、
C_g:前記放電負荷に含まれる誘電体の静電容量値
C_a:前記放電負荷に含まれるガス領域の静電容量値
C_p:前記放電負荷に並列する浮遊の静電容量値
V^{*}:放電維持電圧
L :前記放電負荷を含む回路中のインダクタンス値
f :前記電源周波数
C_β:非放電時の静電容量
とした場合に、
前記パルス出力のデューティを最大値に固定して前記電源周波数を変化させた場
合の投入電力の特性曲線と、
[数1]

$$P_{0z} = 4 C_g (V^*)^2 f \left(\frac{C_g}{C_g + C_p - \frac{1}{L (2\pi f)^2}} - \left(1 + \frac{C_a}{C_g} \right) \right) \quad \dots (4)$$

で表される投入電力 P_{0z} の曲線を0.9倍した曲線と、

[数2]

$$f_{max} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_\beta}} \quad \dots (5)$$

で表される非放電時の共振周波数 f_{max} を表す直線とで囲まれる安定制御領域の範囲で、前記電源周波数および前記デューティを変化させる、請求項1記載のプラズマ発生用電源装置。

[5] 前記制御装置は、

前記パルス出力のデューティを最大値の8割ないし9割の何れかの値に固定して周波数を変化させた場合の投入電力の特性曲線の共振点を境にして高周波数側の端縁と、

前記数式(5)で規定される前記非放電時の共振周波数 f_{max} の値から f_{max} の8割の値までの範囲から選択される周波数を表す直線とで規定される曲線に沿って、前記電源周波数および前記デューティを変化させる、請求項4記載のプラズマ発生用電源装置。

[6] 前記交流電源(IV)が出力する交流電圧を共振によって跳ね上げて負荷電圧として前記放電負荷に与える共振手段(FL)をさらに備え、

前記交流電源(IV)は、前記共振手段(FL)に電氣的に直接に接続される、請求項1記載のプラズマ発生用電源装置。

[7] 前記共振手段(FL)は、前記放電負荷(1)に直列にまたは並列に接続されたリアクトル(FL, FL1)を含む、請求項6記載のプラズマ発生用電源装置。

[8] 前記放電負荷(1)の電流を検出する電流検出器(DT)を備え、

前記制御装置(CT)は、前記電流検出器(DT)での検出電流に基づいて前記交流電源(IV)の電源周波数を変化させる、請求項1記載のプラズマ発生用電源装置。

- [9] プラズマを発生させる放電負荷(1)を駆動するプラズマ発生用電源装置であって、
前記放電負荷(1)に電力を供給する交流電源(IV)と、
前記放電負荷(1)を含む前記交流電源(IV)の出力側の回路の回路定数を変化させる可変受動素子(VL)と、
前記可変受動素子(VL)を可変制御する制御装置(CT1)とを備え、
前記制御装置(CT1)は、
前記放電負荷(1)への目標投入電力に応じて前記可変受動素子(VL)を可変制御する、プラズマ発生用電源装置。
- [10] 前記制御装置(CT1)は、
前記交流電源(IV)の電源出力端において、電流が電圧に対して遅れ位相となるように前記可変受動素子(VL)を可変制御する、請求項9記載のプラズマ発生用電源装置。
- [11] 前記放電負荷(1)の電流を検出する電流検出器(DT)を備え、
前記制御装置(CT1)は、前記電流検出器(DT)での検出電流に基づいて前記可変受動素子(VL)を可変制御する、請求項9記載のプラズマ発生用電源装置。
- [12] プラズマを発生させる放電負荷(1)を駆動するプラズマ発生用電源装置であって、
前記放電負荷に電力を供給する交流電源(IV)と、
前記交流電源(IV)が出力する交流電圧を共振によって跳ね上げて負荷電圧として前記放電負荷に与える共振手段(FL)と、を備え、
前記交流電源(IV)は、前記共振手段(FL)に電氣的に直接に接続されるプラズマ発生用電源装置。
- [13] 前記共振手段(FL)は、前記放電負荷(1)に直列に接続されたリアクトル(FL)を含み、
前記放電負荷(1)の容量成分と前記リアクトル(FL)との共振により前記負荷電圧を取得する、請求項12記載のプラズマ発生用電源装置。
- [14] 前記交流電源(IV)の入力側に配設され、前記プラズマ発生用電源装置の外部から供給される電源電圧を昇圧する変圧器(TR)をさらに備え、
前記変圧器の1次側と2次側とは電氣的に絶縁されている、請求項12記載のプラ

ズマ発生用電源装置。

[15] 前記放電負荷(1)はオゾナイザである、請求項12記載のプラズマ発生用電源装置。

[16] 前記共振手段(FL)は、前記放電負荷(1)に直列に接続されたリアクトル(FL)を含み、前記放電負荷(1)の容量成分と前記リアクトル(FL)との共振により前記負荷電圧を取得し、

前記インバータの出力電圧に対する前記負荷電圧の比率を電圧跳ね上げ率とする場合に、

前記交流電源の電源周波数を、前記放電負荷を含む回路の共振周波数に略等しく設定するとともに、前記電源電圧に対する前記電圧跳ね上げ率の特性曲線において、前記電圧跳ね上げ率が最小値近傍の値となるように前記出力電圧を選択する、請求項12記載のプラズマ発生用電源装置。

[17] 前記交流電源(IV)はインバータで構成され、

前記共振手段(FL)は、前記放電負荷(1)に直列に接続されたリアクトル(FL)を含み、前記放電負荷(1)の容量成分と前記リアクトル(FL)との共振により前記負荷電圧を取得し、

前記インバータの出力電圧に対する前記負荷電圧の比率を電圧跳ね上げ率とし、

Cg:前記放電負荷に含まれる誘電体の静電容量値

Ca:前記放電負荷に含まれるガス領域の静電容量値

Cp:前記放電負荷に並列する浮遊の静電容量値とした場合に、

前記交流電源の電源周波数を、前記放電負荷を含む回路の共振周波数に略等しく設定するとともに、前記電源電圧に対する前記電圧跳ね上げ率の特性曲線において、前記電圧跳ね上げ率の最小値M00を、

[数3]

$$M_{00} = \sqrt{2} \left(\left(\left(1 + \frac{C_a}{C_g} \right) \left(1 + \frac{C_p}{C_g} \right) - \frac{1}{2} \right) + \sqrt{\left(\left(1 + \frac{C_a}{C_g} \right) \left(1 + \frac{C_p}{C_g} \right) - \frac{1}{2} \right)^2 - \frac{1}{4}} \right)$$

$$\cong 2\sqrt{2} \left(\left(1 + \frac{C_a}{C_g} \right) \left(1 + \frac{C_p}{C_g} \right) - 0.5 \right) \quad \dots (10)$$

で規定する場合、

前記負荷電圧を、前記インバータの母線電圧の $(\sqrt{2}/4) \cdot M00$ 倍より大きく、 $\sqrt{2} \cdot (M00 + 2)$ 倍未満となるように設定する、請求項12記載のプラズマ発生用電源装置。

[18] 前記交流電源(IV)はインバータで構成され、

前記共振手段(FL)は、前記放電負荷(1)に直列に接続されたリアクトル(FL)を含み、前記放電負荷(1)の容量成分と前記リアクトル(FL)との共振により前記負荷電圧を取得し、

前記インバータの出力電圧に対して前記負荷電圧の比率を電圧跳ね上げ率とし、

Cg: 前記放電負荷に含まれる誘電体の静電容量値

Cp: 前記放電負荷に並列する浮遊の静電容量値

Vd: 前記インバータの母線電圧

V*: 放電維持電圧とした場合に、

前記交流電源の電源周波数を、前記放電負荷を含む回路の共振周波数に略等しく設定するとともに、前記インバータの母線電圧Vdが、前記放電維持電圧V*と比較して、

[数4]

$$\frac{4 V^*}{1 + \frac{C_p}{C_g}} > V_d > \frac{V^*}{2 \left(1 + \frac{C_p}{C_g} \right)} \quad \dots (14)$$

で規定する範囲となるように、前記インバータの母線電圧Vdを設定する、請求項12記載のプラズマ発生用電源装置。

[19] 前記放電負荷(1)は、複数の円筒電極を同軸に配置し、そのギャップ間隔0.6mm以下の円筒多管型のオゾナイザであって、

前記負荷電圧を、前記インバータの母線電圧の1倍より大きく6倍未満となるように設定する、請求項17記載のプラズマ発生用電源装置。

[20] 前記放電負荷(1)は、複数の円筒電極を同軸に配置し、そのギャップ間隔0.6mm

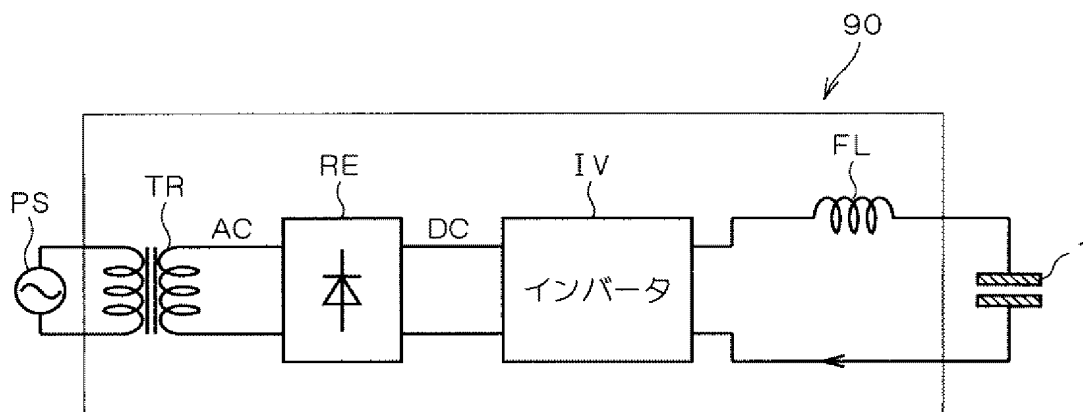
以下の円筒多管型のオゾンナイザであって、

前記インバータの母線電圧を、前記放電維持電圧の0.5倍より大きく、2倍未満となるように設定する、請求項18記載のプラズマ発生用電源装置。

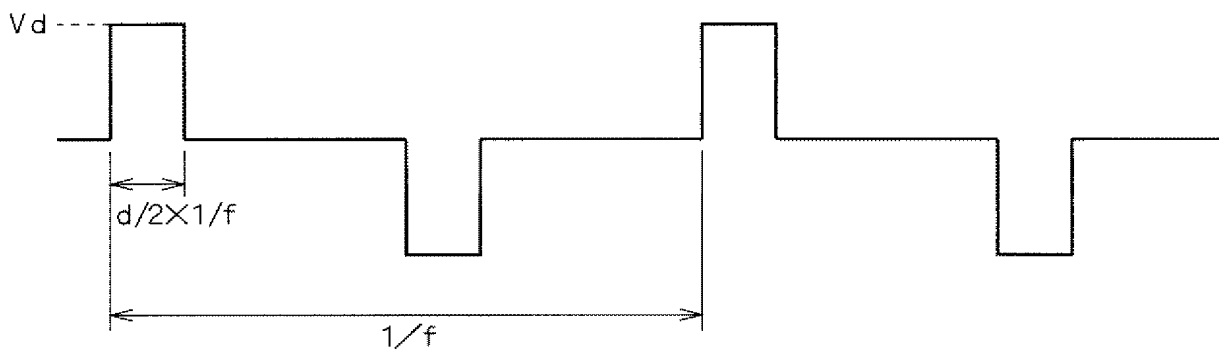
[21] 前記放電負荷(1)は、

ギャップ間隔0.6mm以下、ガス圧力が大気圧以上で動作する、酸素を含むガスを原料としたオゾンナイザである、請求項1、請求項9および請求項12の何れかに記載のプラズマ発生用電源装置。

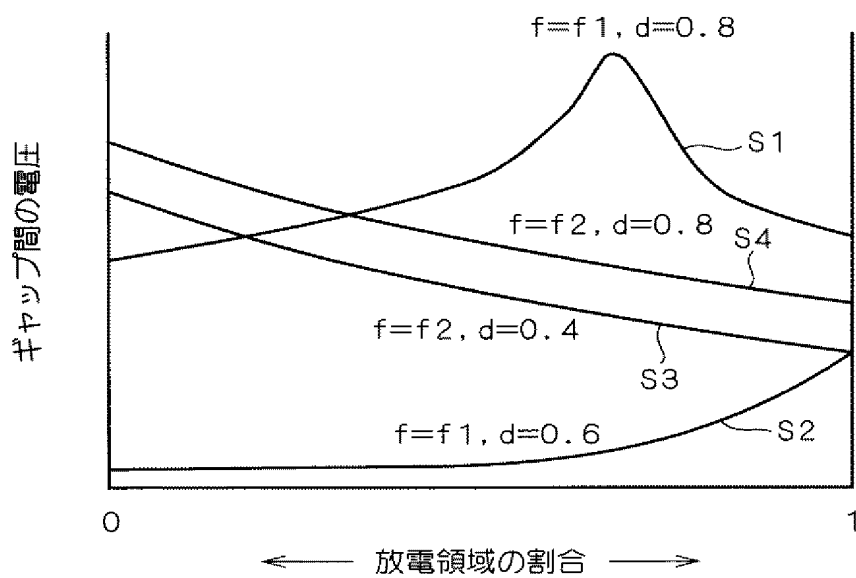
[図1]



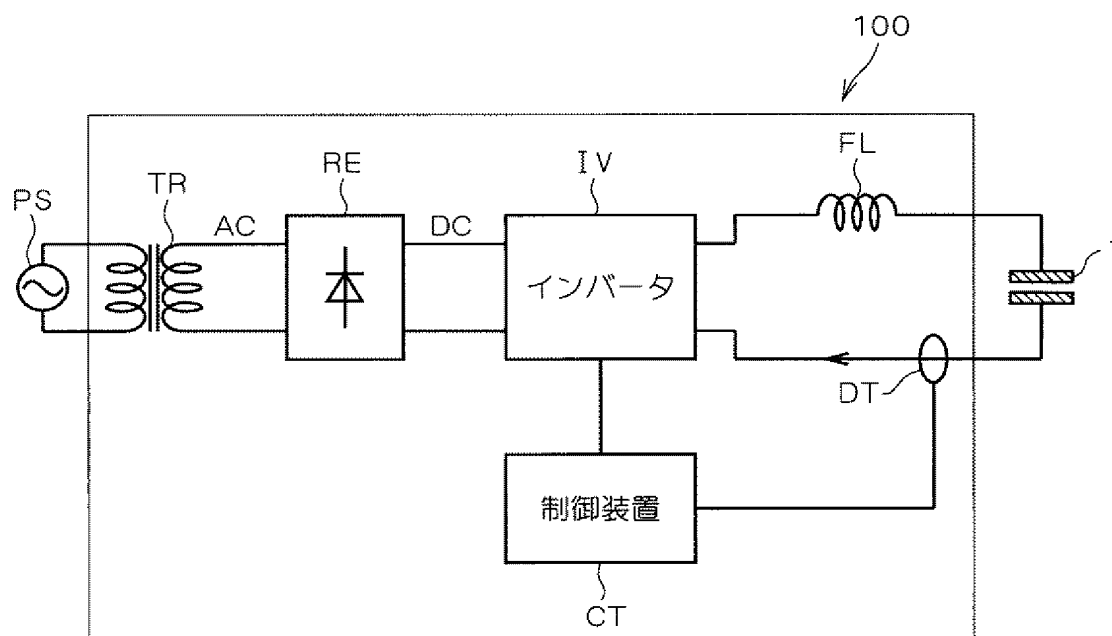
[図2]



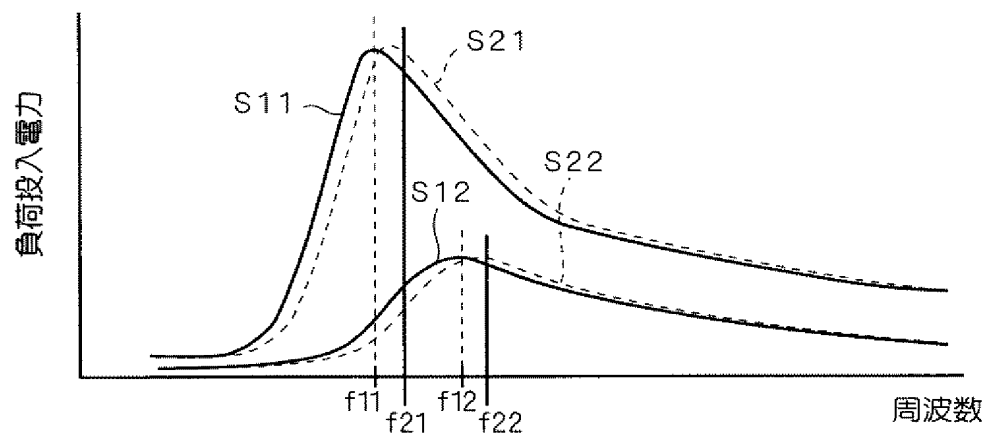
[図3]



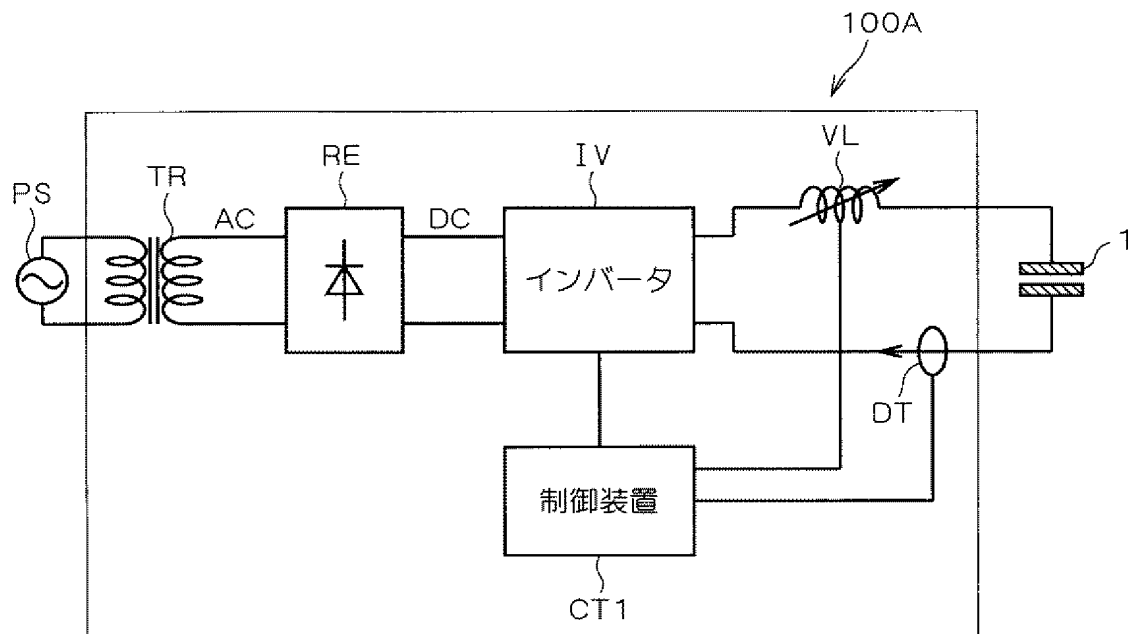
[図4]



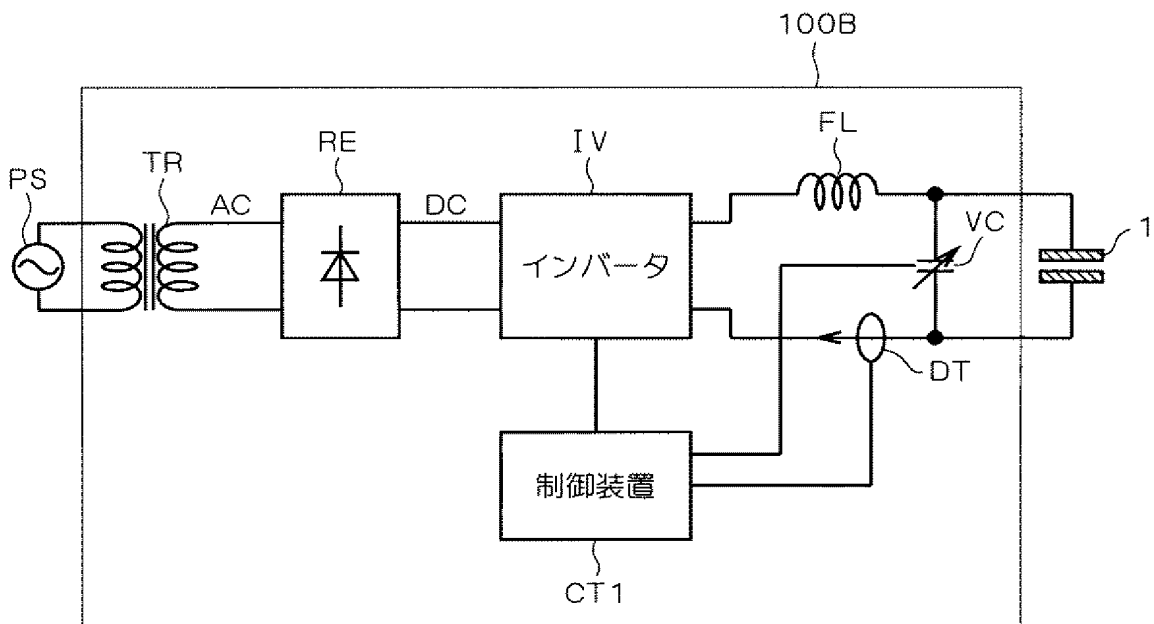
[図5]



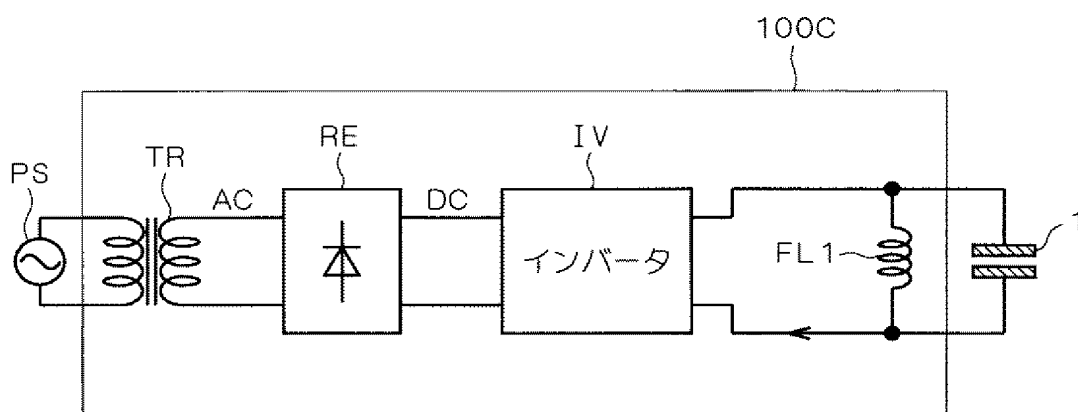
[図6]



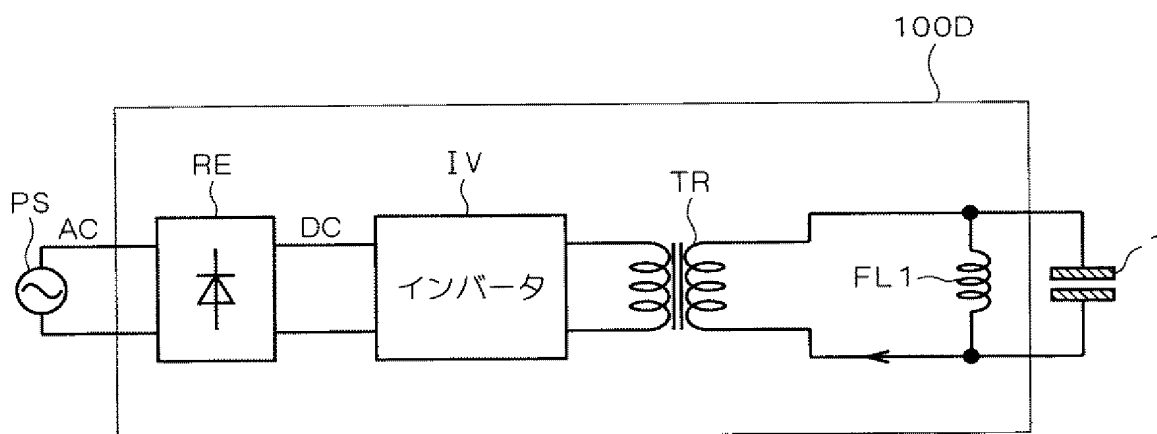
[図7]



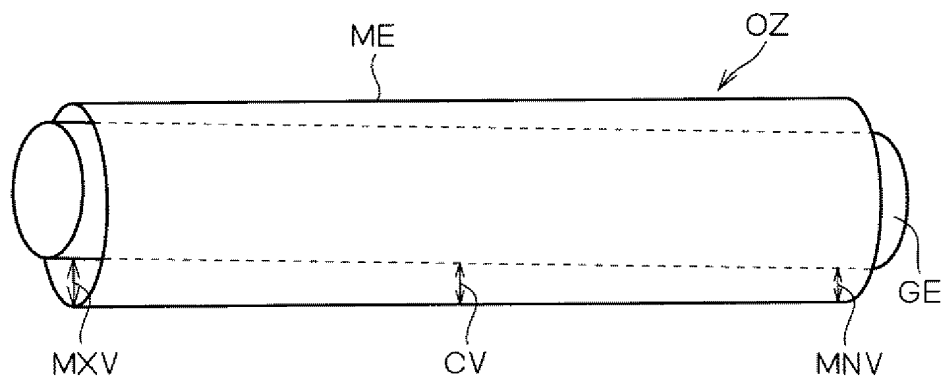
[図8]



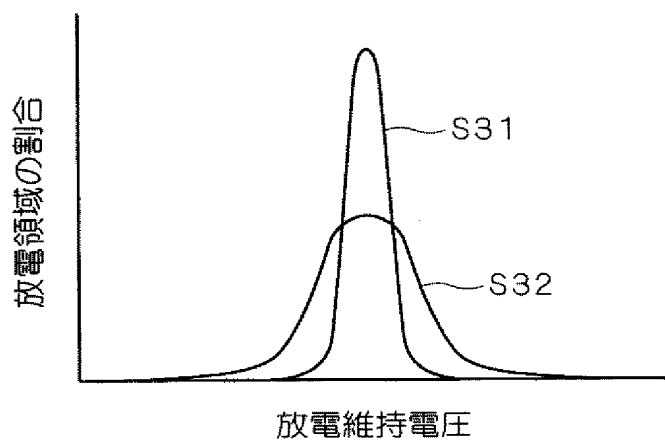
[図9]



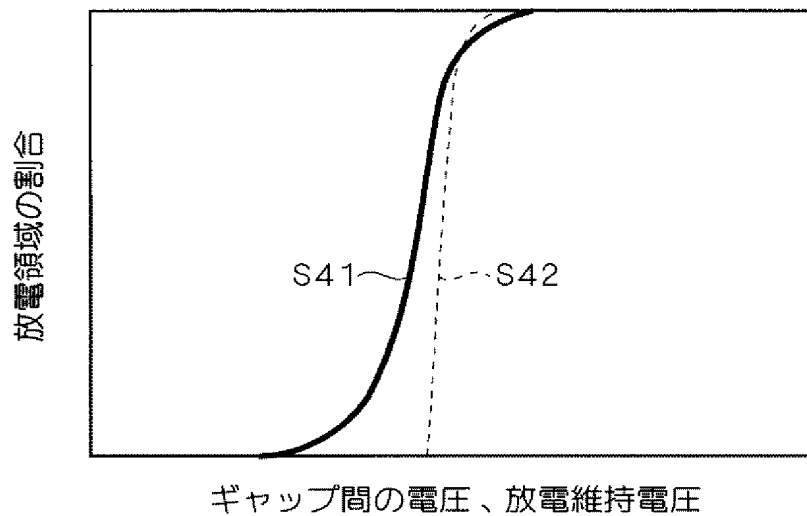
[図10]



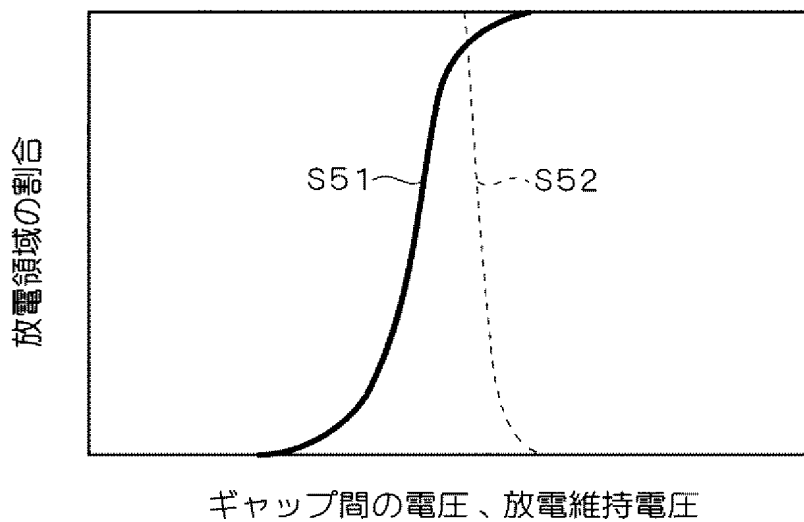
[図11]



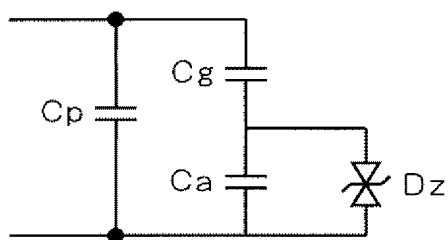
[図12]



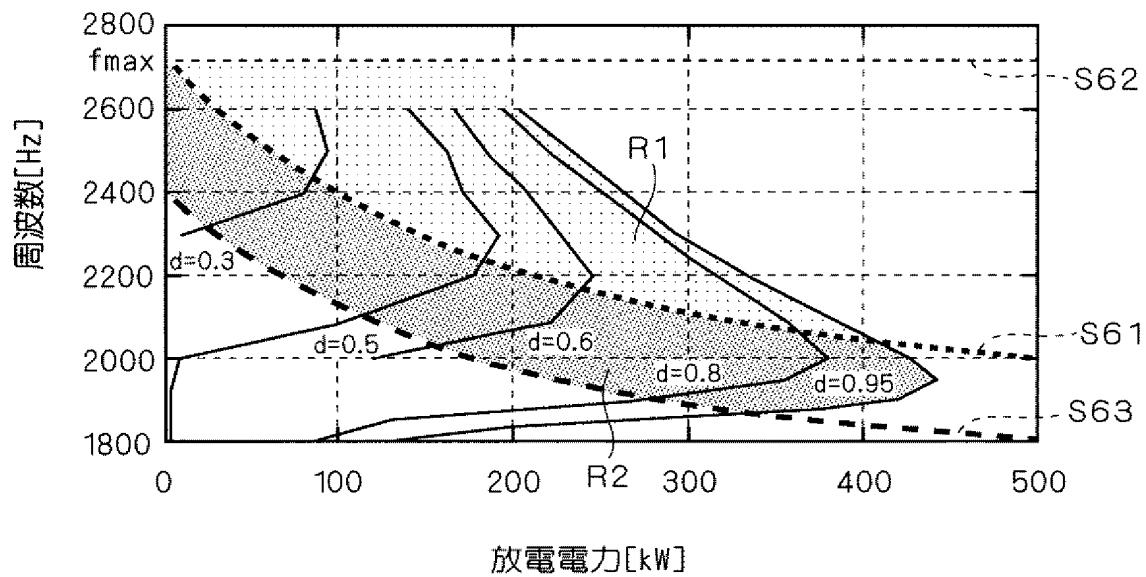
[図13]



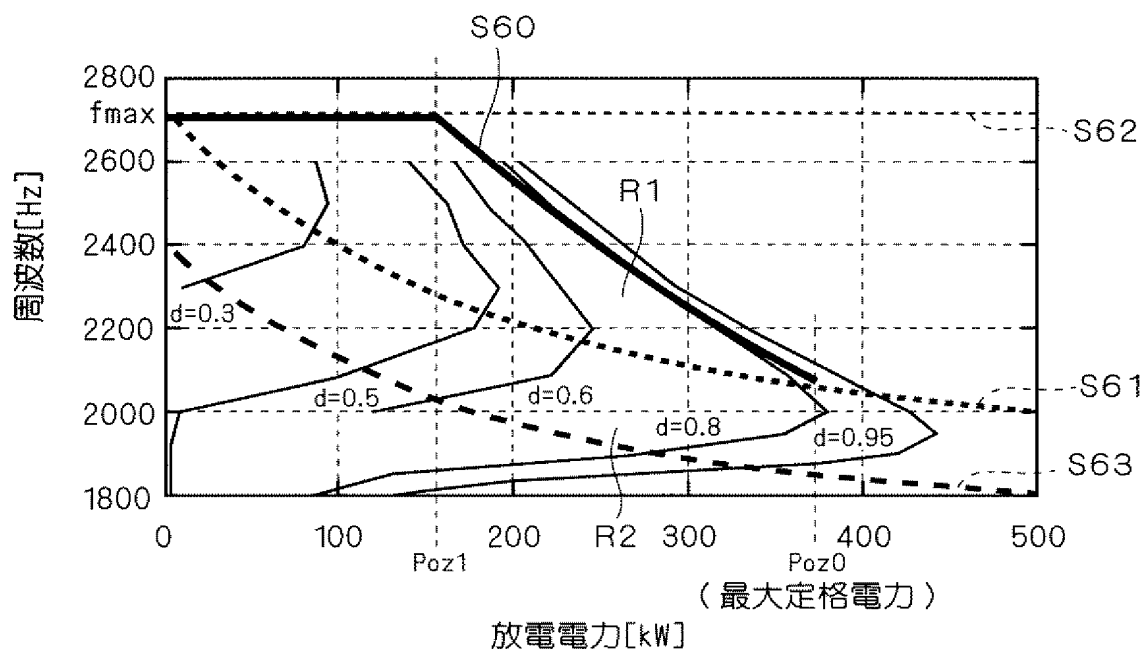
[図14]



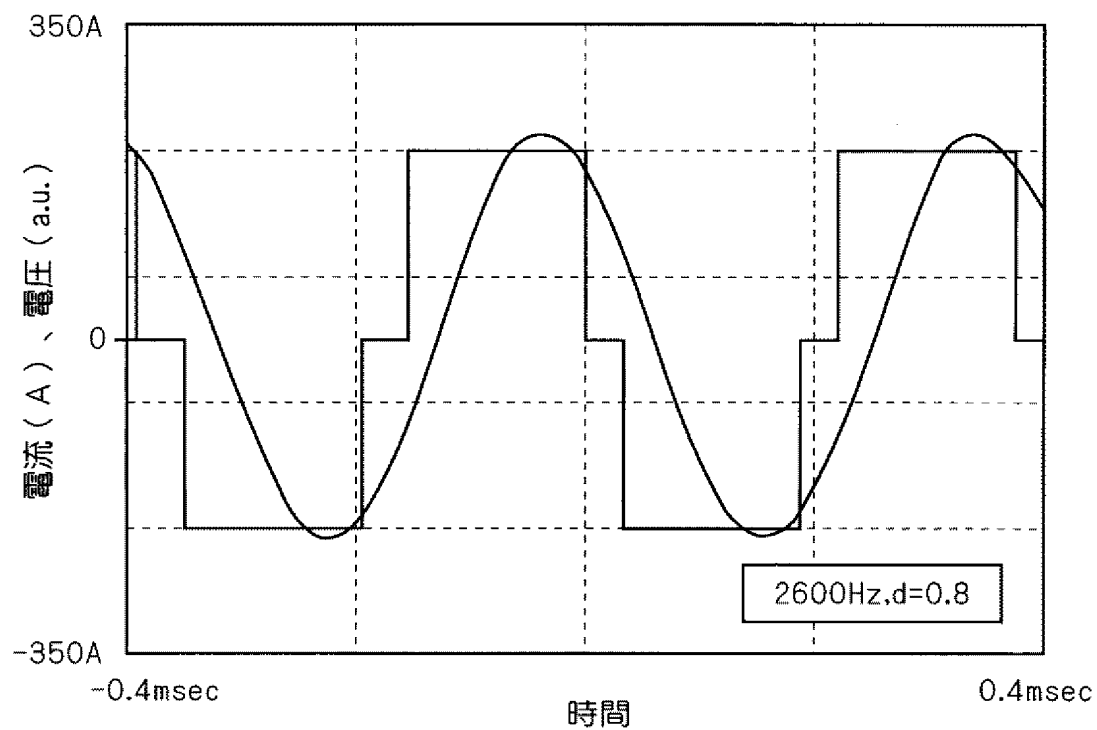
[図15]



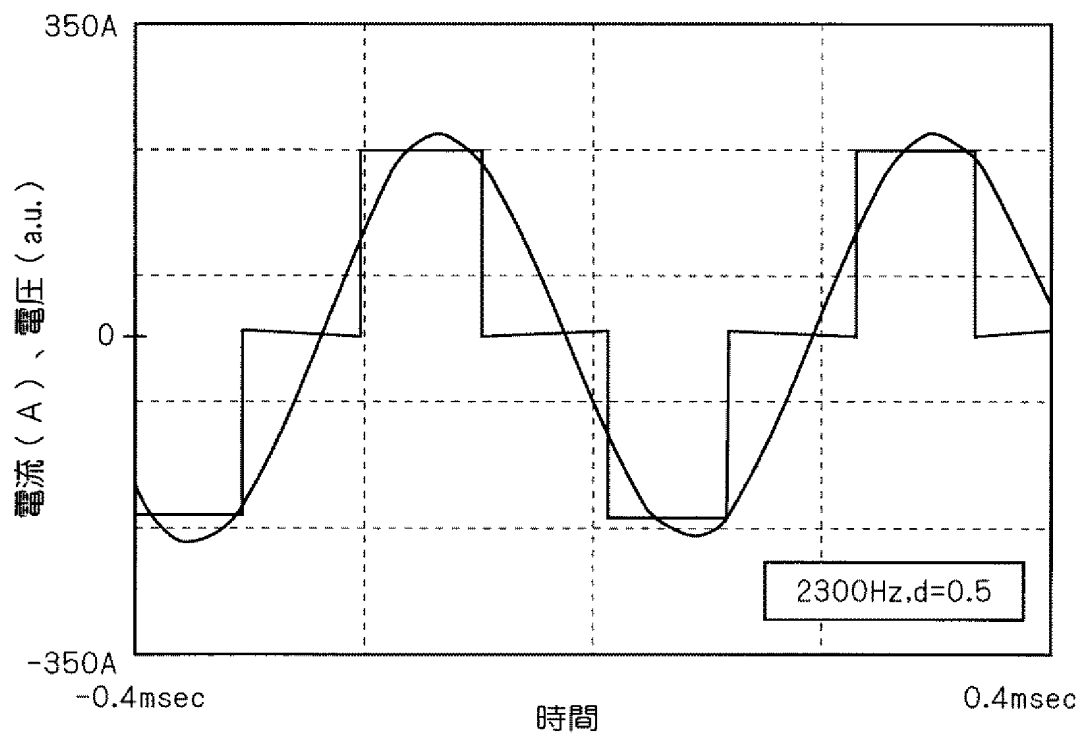
[図16]



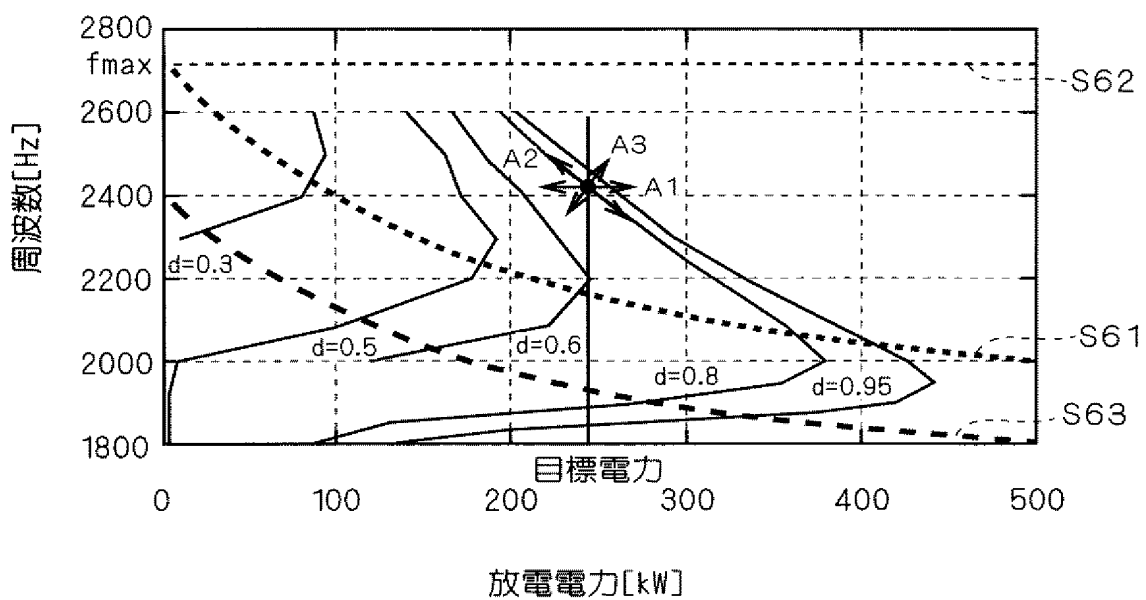
[図17]



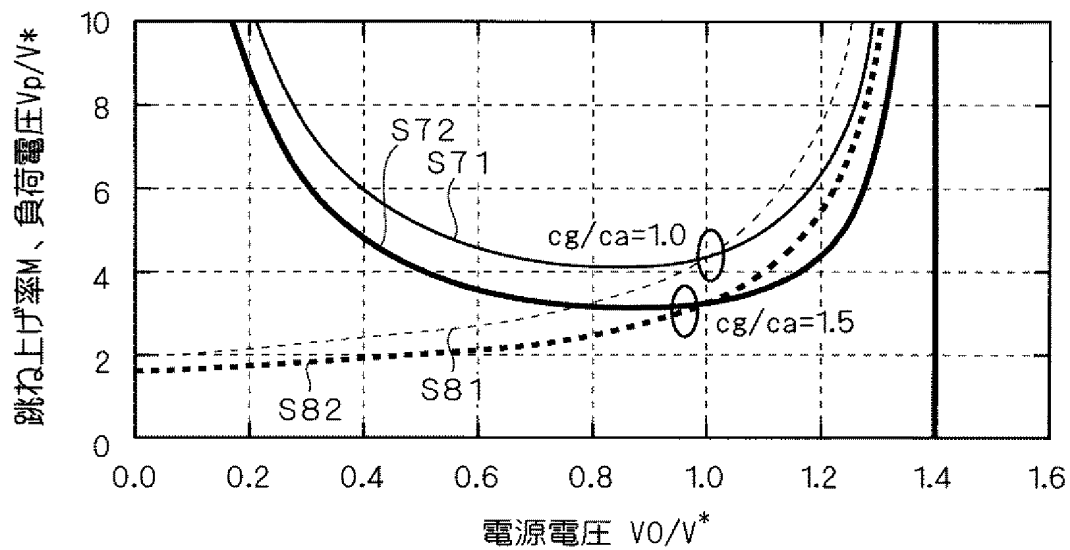
[図18]



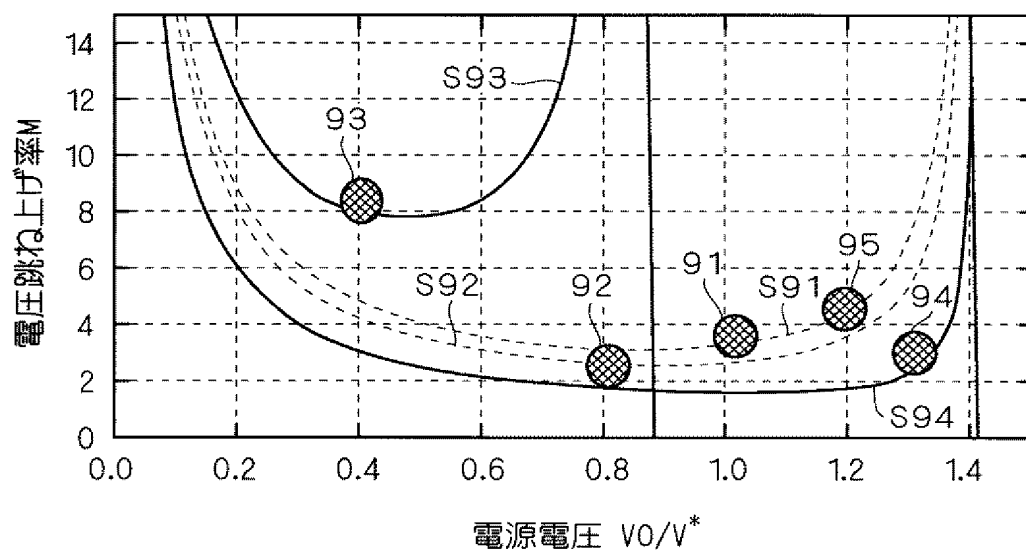
[図19]



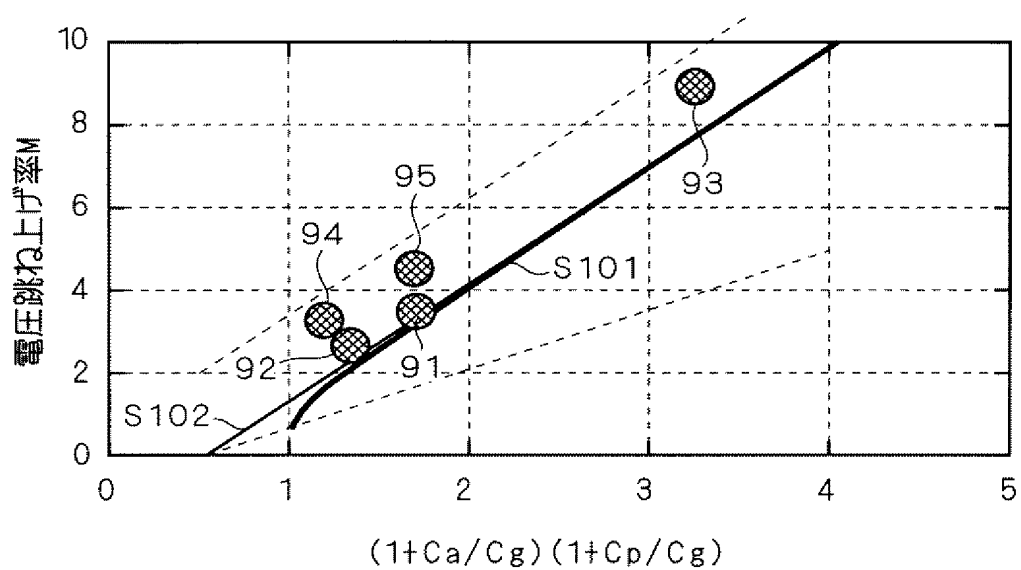
[図20]



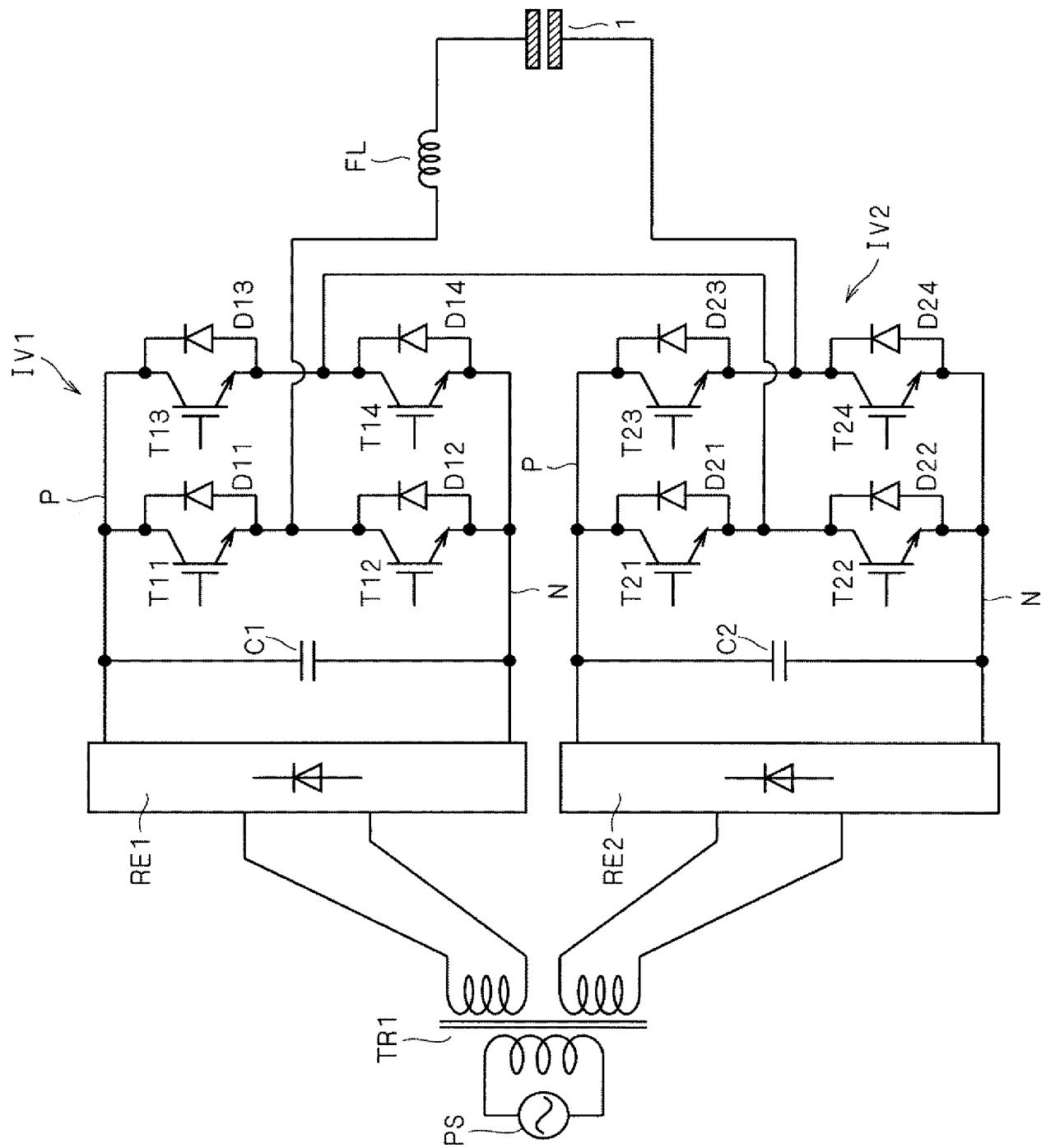
[図21]



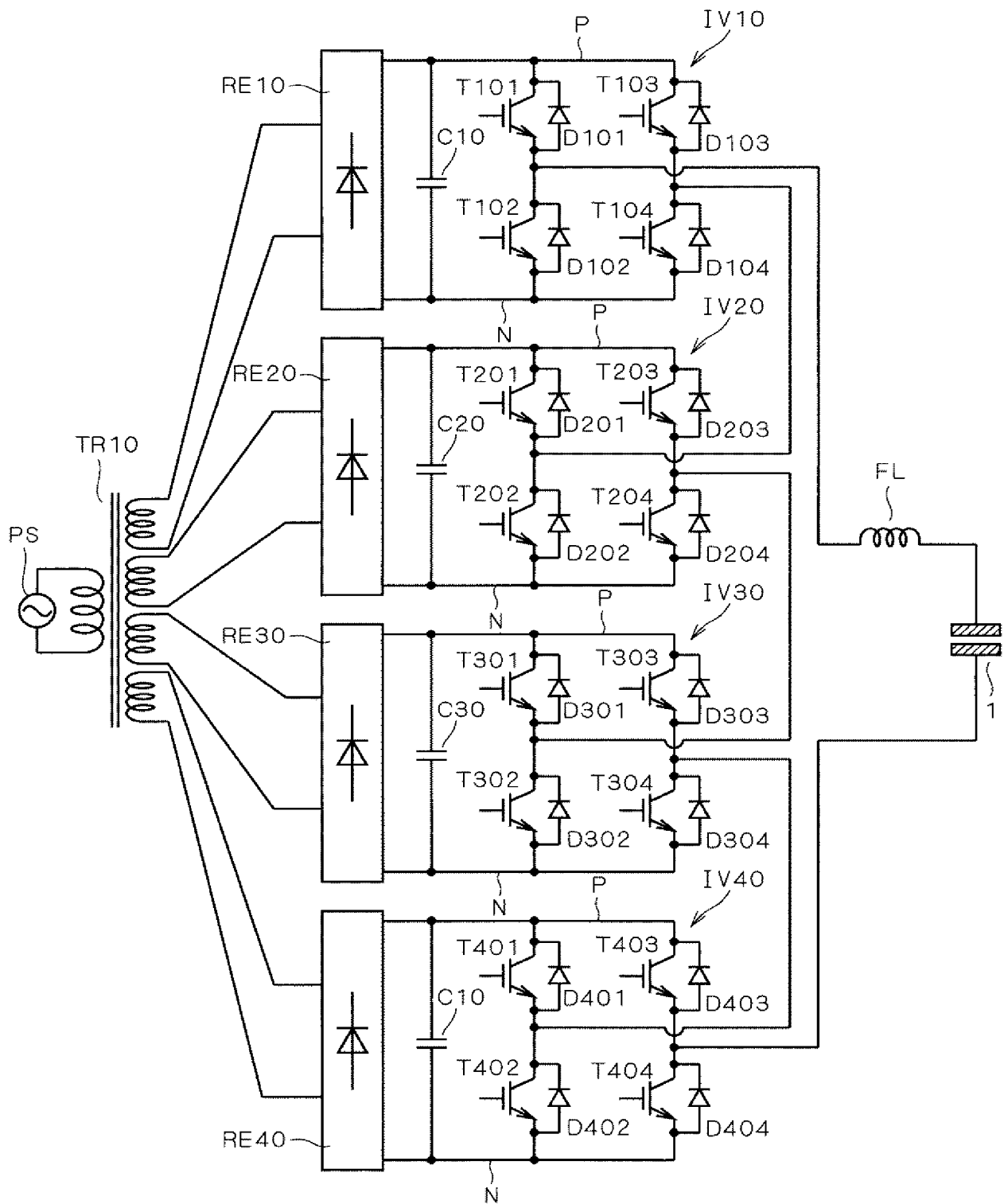
[図22]



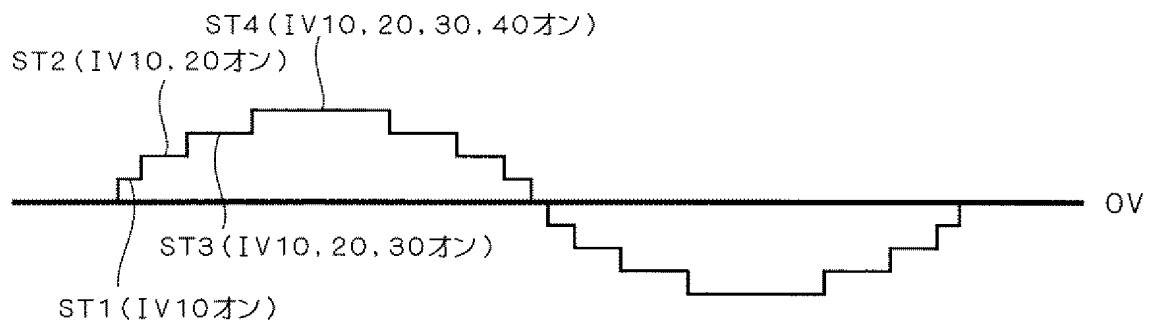
[図23]



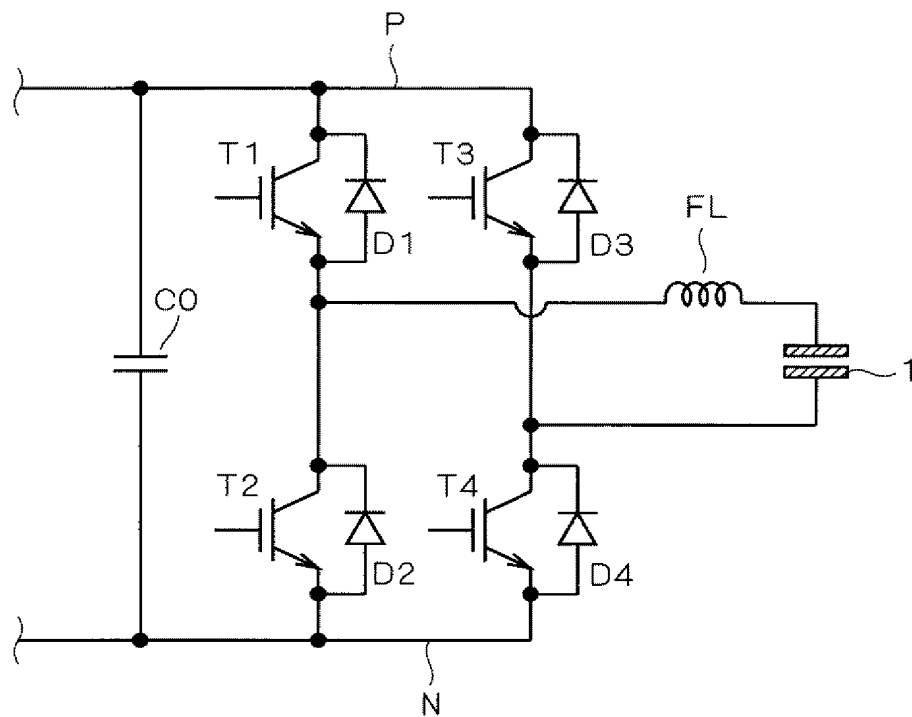
[図24]



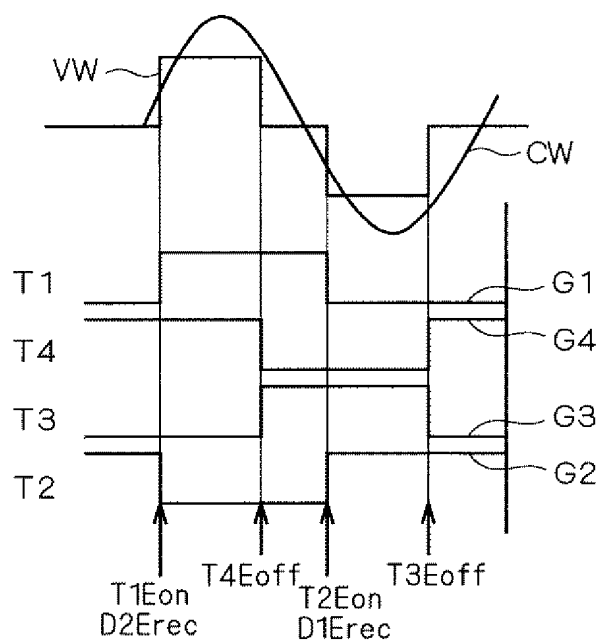
[図25]



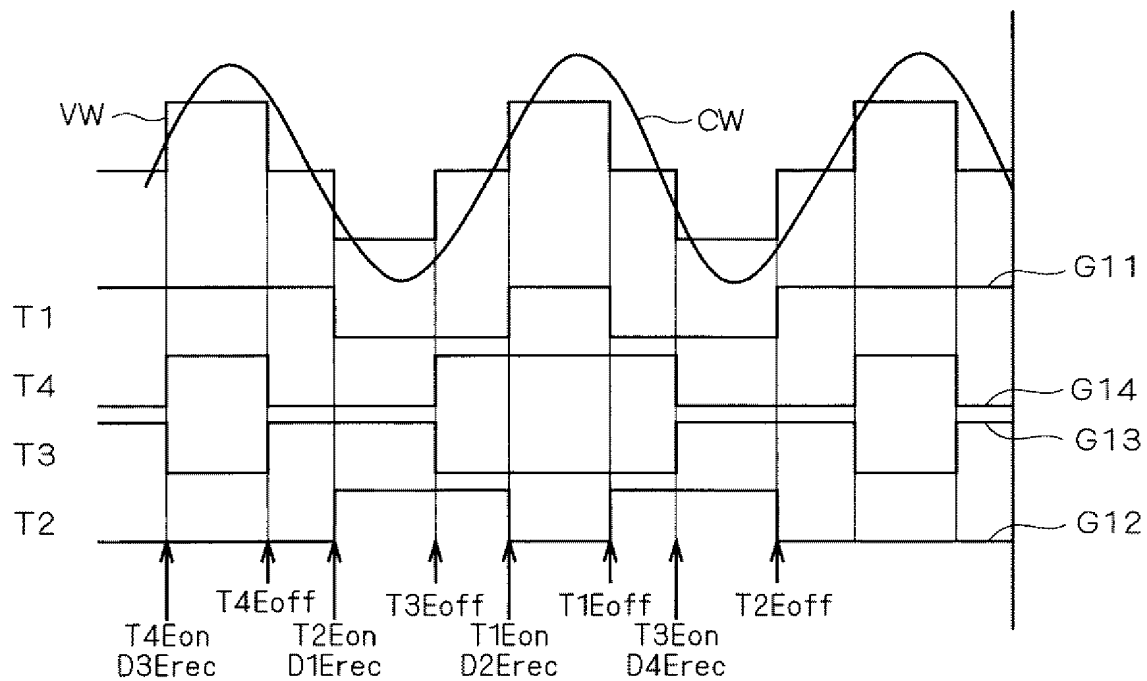
[図26]



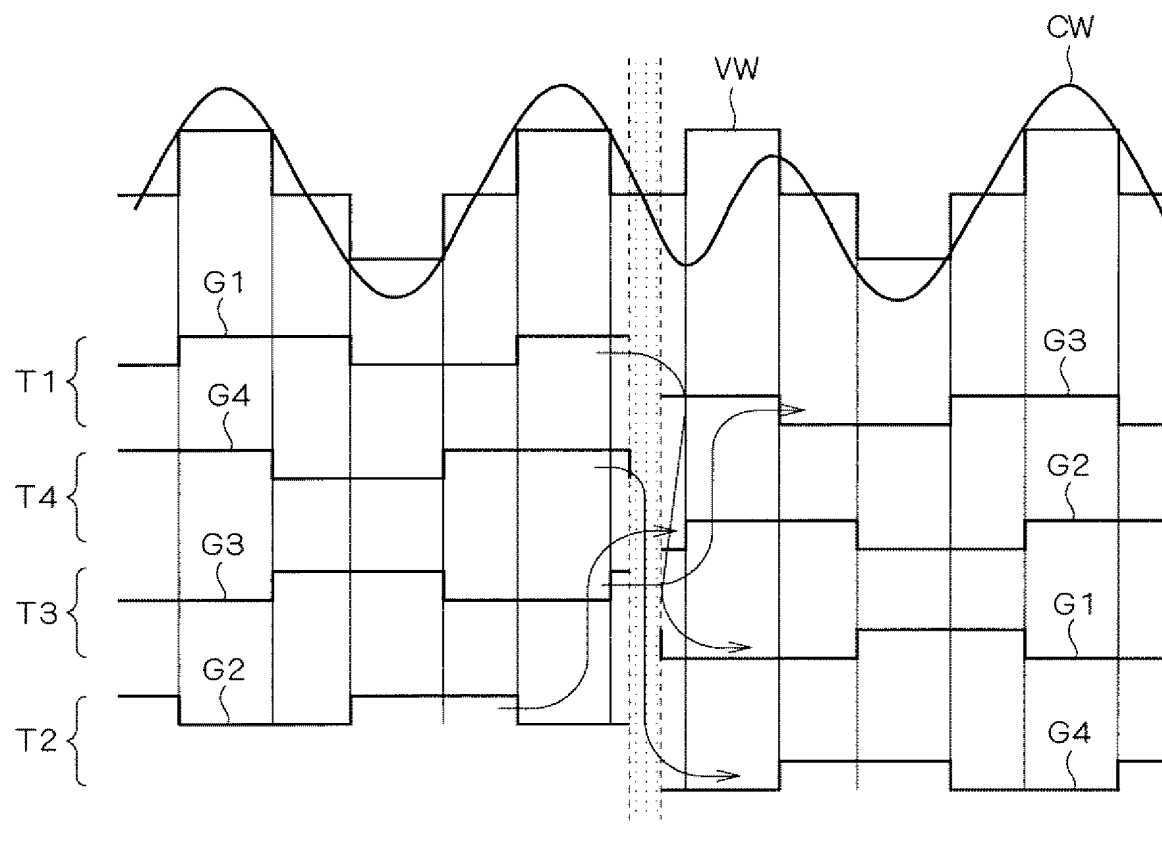
[図27]



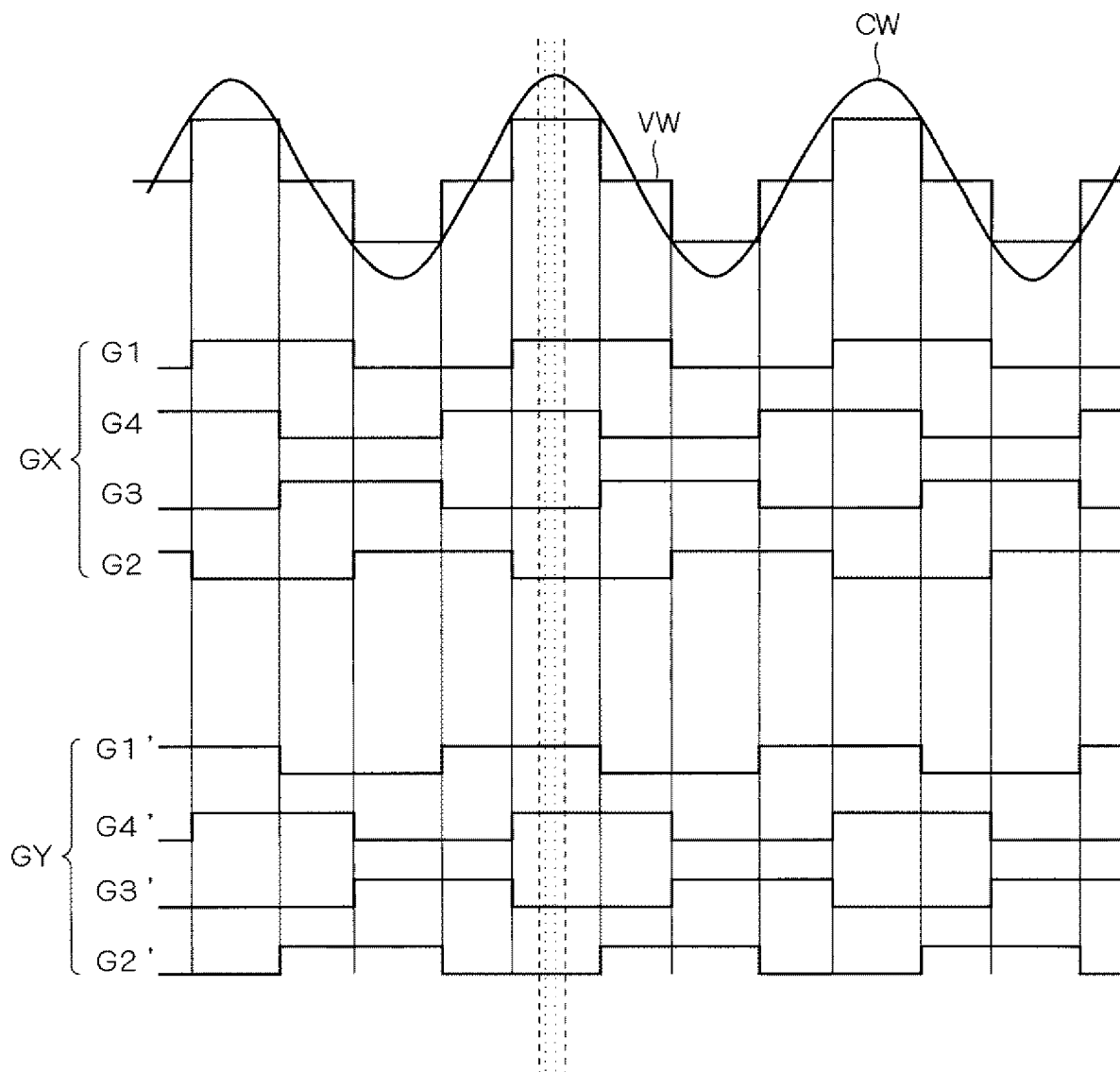
[図28]



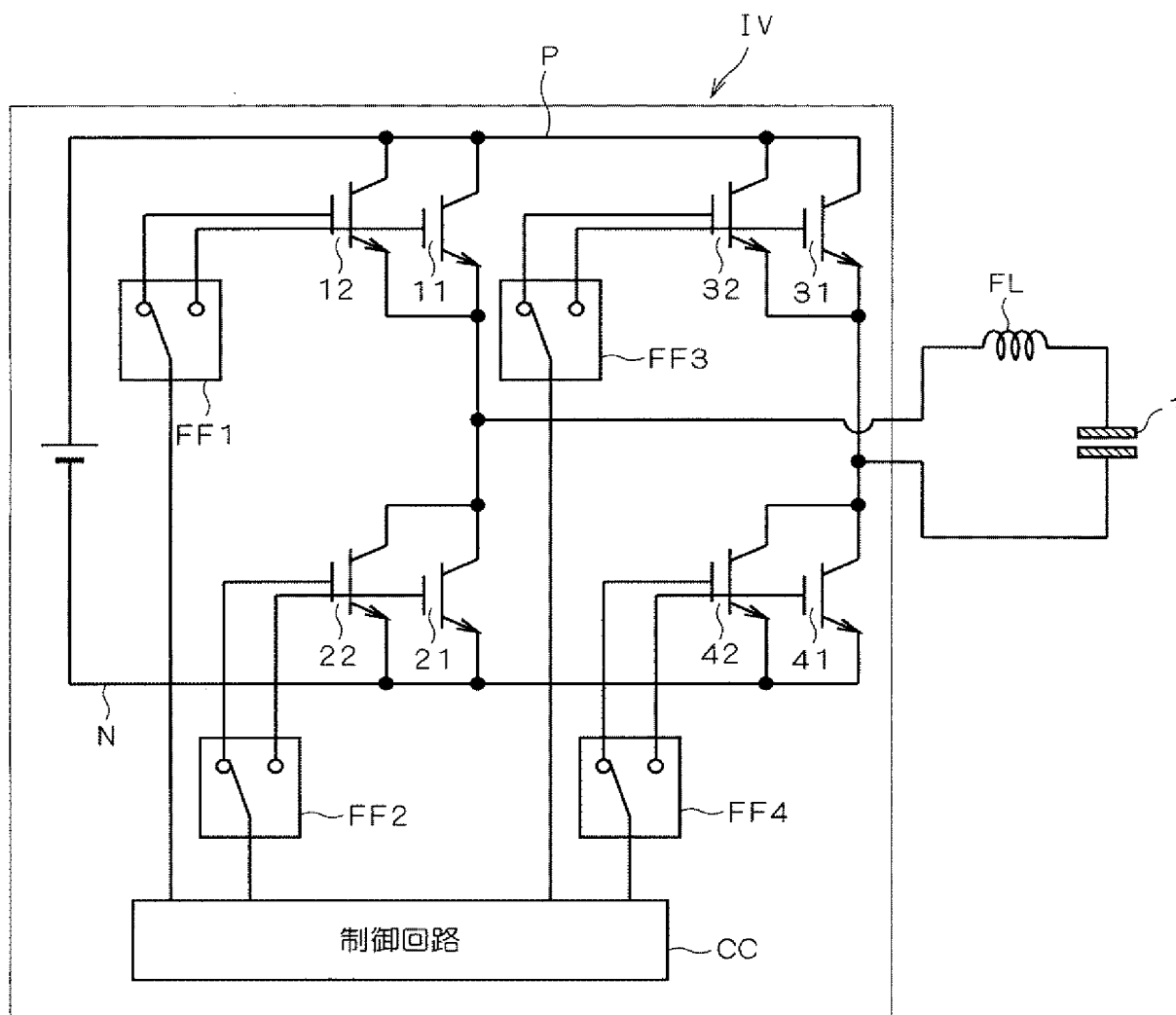
[図29]



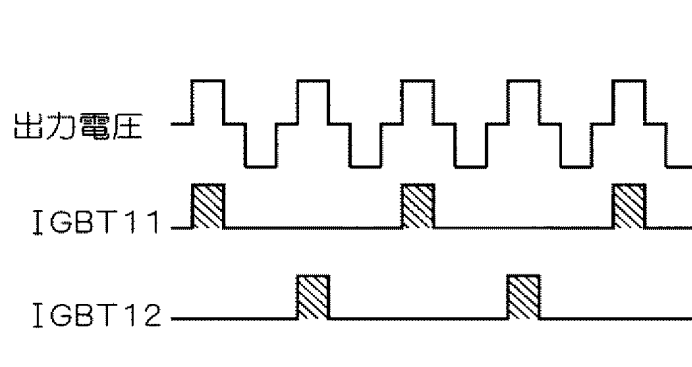
[図30]



[図31]



[図32]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2004/015362

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

Int.Cl⁷ H05H1/24, 1/46, C01B13/11, H01L21/3065, H01T23/00

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

Int.Cl⁷ H05H1/24, 1/46, C01B13/11, H01L21/3065, H01T23/00

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho	1940-1996	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2005
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2005	Jitsuyo Shinan Toroku Koho	1996-2005

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
<u>X</u>	JP 7-177749 A (Ebara Corp.), 14 July, 1995 (14.07.95), Par Nos. [0006] to [0013]; Fig. 1 (Family: none)	1, 2, 8-10, 12, 13 1-3, 6-16, 21
<u>X</u>	JP 11-288796 A (Mitsubishi Electric Corp.), 19 October, 1999 (19.10.99), Par Nos. [0042] to [0044], [0063] to [0065]; Figs. 6, 13 (Family: none)	1, 2, 8-10, 12, 13 1-3, 6-16, 21
<u>X</u>	JP 2003-151796 A (Nippon Paint Co., Ltd.), 23 May, 2003 (23.05.03), Par Nos. [0027] to [0028]; Fig. 4 (Family: none)	1, 2, 8-10, 12, 13 1-3, 6-16, 21



Further documents are listed in the continuation of Box C.



See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

18 January, 2005 (18.01.05)

Date of mailing of the international search report

08 February, 2005 (08.02.05)

Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2004/015362

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	JP 2001-35693 A (Mitsubishi Electric Corp.), 09 February, 2001 (09.02.01), Par Nos. [0024] to [0053]; Figs. 4 to 11 (Family: none)	1-3, 6-16, 21
Y	JP 2003-203800 A (Sekisui Chemical Co., Ltd.), 18 July, 2003 (18.07.03), Par Nos. [0047] to [0081]; Figs. 4 to 8 (Family: none)	1-3, 6-16, 21
Y	JP 10-101479 A (Saint-Gobain Industrial Ceramics, Inc.), 21 April, 1998 (21.04.98), Par No. [0022]; Fig. 14 & US 6082294 A1 & EP 814176 A2 & CA 2206232 A1	1-3, 6-16, 21
A	JP 11-29306 A (Kobe Steel, Ltd.), 02 February, 1999 (02.02.99), Full text; all drawings & US 6143256 A1 & EP 884665 A1 & CA 2240104 A1	1-21
A	JP 11-224795 A (Kabushiki Kaisha Shin Seiki), 17 August, 1999 (17.08.99), Full text; all drawings (Family: none)	1-21
A	JP 2003-321210 A (Kabushiki Kaisha Adoban Riken), 11 November, 2003 (11.11.03), Full text; all drawings (Family: none)	1-21

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))

Int. Cl⁷ H05H1/24, 1/46, C01B13/11, H01L21/3065, H01T23/00

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))

Int. Cl⁷ H05H1/24, 1/46, C01B13/11, H01L21/3065, H01T23/00

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報	1940-1996年
日本国公開実用新案公報	1971-2005年
日本国登録実用新案公報	1994-2005年
日本国実用新案登録公報	1996-2005年

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
<u>X</u> Y	J P 7-177749 A (株式会社荏原製作所) 1995. 07. 14 段落0006-0013, 図1 (ファミリーなし)	<u>1, 2, 8-10, 12, 13</u> 1-3, 6-16, 21
<u>X</u> Y	J P 11-288796 A (三菱電機株式会社) 1999. 10. 19 段落0042-0044, 0063-0065, 図6, 13 (ファミリーなし)	<u>1, 2, 8-10, 12, 13</u> 1-3, 6-16, 21
<u>X</u> Y	J P 2003-151796 A (日本ペイント株式会社) 2003. 05. 23 段落0027-0028, 図4 (ファミリーなし)	<u>1, 2, 8-10, 12, 13</u> 1-3, 6-16, 21

☒ C欄の続きにも文献が列挙されている。☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー

「A」 特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの
「E」 国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの
「L」 優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)
「O」 口頭による開示、使用、展示等に言及する文献
「P」 国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

「T」 国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの
「X」 特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの
「Y」 特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの
「&」 同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

18. 01. 2005

国際調査報告の発送日

08. 2. 2005

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/J P)

郵便番号100-8915

東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)

山口 敦司

2M

9216

電話番号 03-3581-1101 内線 6989

C (続き). 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
Y	J P 2001-35693 A (三菱電機株式会社) 2001. 02. 09 段落0024-0053, 図4-11 (ファミリーなし)	1-3, 6-16, 21
Y	J P 2003-203800 A (積水化学工業株式会社) 2003. 07. 18 段落0047-0081, 図4-8 (ファミリーなし)	1-3, 6-16, 21
Y	J P 10-101479 A (サンヨーバン セラミックス アンド プラスティクス, インコーポレイティド) 1998. 04. 21 段落0022, 図14 &US 6082294 A1 &EP 814176 A2 &CA 2206232 A1	1-3, 6-16, 21
A	J P 11-29306 A (株式会社神戸製鋼所) 1999. 02. 02 全文, 全図 &US 6143256 A1 &EP 884665 A1 &CA 2240104 A1	1-21
A	J P 11-224795 A (株式会社伸精機) 1999. 08. 17 全文, 全図 (ファミリーなし)	1-21
A	J P 2003-321210 A (株式会社アドバン理研) 2003. 11. 11 全文, 全図 (ファミリーなし)	1-21